

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO

Controlador de um Sistema TEG

Marco António Lopes dos Santos

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO



Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho

24 de Julho de 2019

Resumo

Nesta dissertação desenvolveu-se um sistema de extração de energia de um conjunto de geradores termoelétricos (TEGs). O sistema é constituído por um conjunto de conversores DC/DC buck-boost, cada um responsável pela extração de energia de um TEG. Inicialmente foi feita uma simulação simplificada do sistema termoelétrico, constituído apenas por dois módulos termoelétricos (TEMs). Esta permitiu compreender o funcionamento dos TEMs e constatar que, neste caso, a forma como estes são ligados eletricamente não influencia a sua eficiência e a potência máxima. Para a máxima extração de potência de cada TEG, utilizou-se o algoritmo MPPT P&O (*perturb and observe*) modificado e adaptativo. Este atua diretamente sobre o *duty cycle* de cada conversor, utilizando perturbações que diminuem com a aproximação ao ponto de máxima potência. Com este algoritmo conseguiu-se o seguimento do MPP, tanto em regime permanente como durante transitórios. O controlador proposto permite também a gestão do número de conversores ativados, de forma a assegurar o fornecimento de energia à carga e o carregamento da bateria. O algoritmo de carregamento da bateria permite que esta seja carregada na sua totalidade, através do seguimento das fases de *Bulk* e Absorção.

Abstract

In this thesis was developed an energy harvesting system to extract energy from a group of thermoelectric generators (TEGs). This system is composed of a group of DC/DC buck-boost converters, each one responsible for extracting energy from a TEG. Initially was performed a simulation of a simplified thermoelectric system, which allowed the better understanding of the TEM's working principle. Because of this simulation was also concluded that, in this case, the efficiency and the maximum power that can be extracted from a TEG is independent of the electrical connection between the TEMs. A modified P&O (perturb and observe) MPPT algorithm was used to control the extraction of the maximum power of the TEGs. The MPPT algorithm is also adaptive, which means that the step size is smaller in the proximity of the maximum power point. The maximum power point tracking was achieved with transient and steady source voltage. The proposed control algorithm also manages the number of active converters, to ensure the supply of energy to the load and the battery charging process. The battery charging algorithm uses the two main stages of the charging process, the Bulk charge and the Absorption charge, which ensure that the battery is charged to 100% of its capacity.

Agradecimentos

Ao Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho, orientador deste trabalho, agradeço a disponibilidade, os conselhos e os constantes ensinamentos que me proporcionou.

Ao projeto *Exhaust2Energy - Automotive Exhaust Heat Recovery with Thermal Control (PTDC/EMS-ENE/3009/2014)* agradeço o financiamento. Agradeço também aos restantes membros do projeto pelo apoio prestado durante o decorrer da dissertação, que sem dúvida foi uma mais-valia para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus amigos, em especial ao Luís Encerrabodes, Afonso Bonito, Francisco Mateus e Pedro Lourdes, agradeço pelo companheirismo, incentivo e pela troca de ideias durante o trabalho.

Aos meus pais e irmãos um especial obrigado pela ajuda, incentivo e por me terem fornecido todas as condições para que este trabalho chegasse a bom porto.

Marco António Lopes dos Santos

*“Art without engineering is dreaming.
Engineering without art is calculating.”*

Steven Roberts

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto	1
1.2	Motivação	2
1.3	Objetivos	2
2	Revisão Bibliográfica	3
2.1	Sistema de aproveitamento de energia baseado em TEGs	3
2.2	Princípio de funcionamento de um TEM	4
2.2.1	Princípios físicos	4
2.2.2	Efeitos de Seebeck e Peltier nos semicondutores	5
2.2.3	Módulo Termoelétrico (TEM)	5
2.3	Arquitetura de um TEG	8
2.3.1	Consequências da divergência de temperatura na ligação dos TEM's	9
2.4	Conversor DC/DC	12
2.4.1	Ligação de conversores DC/DC em paralelo	12
2.4.2	Partilha de corrente com controlo passivo	14
2.4.3	Partilha de corrente com controlo ativo	16
2.5	Otimização do ponto de funcionamento	18
2.5.1	Método <i>Perturb and Observe</i> (P&O)	18
2.5.2	Método Incremental	20
2.5.3	Método MPPT para TEGs	21
2.6	Carregamento de baterias de chumbo-ácido	23
2.6.1	Controlador do carregamento de baterias	25
3	Metodologia	27
3.1	Visão geral do sistema a implementar	27
3.2	Simulação dos Módulos Termoelétricos	28
3.2.1	Dimensões	29
3.2.2	Constantes térmicas e físicas	30
3.2.3	Equações que descrevem o comportamento do sistema	30
3.2.4	Simulação	32
3.3	Escolha e dimensionamento do conversor	37
3.3.1	Escolha do conversor DC/DC	38
3.3.2	Dimensionamento do conversor buck-boost	40
3.3.3	Escolha de componentes	50
3.3.4	Perdas	52
3.4	Simulação do conversor	55
3.5	Controlador	57

3.5.1	Controlador do carregamento da bateria	58
3.5.2	Controlador do conversor DC/DC	59
4	Resultados da simulação final	67
4.1	Escolha da frequência de controlo	67
4.2	Controlador do conversor DC/DC	69
4.2.1	Tensão de circuito aberto constante	69
4.2.2	Tensão de circuito aberto variável	73
4.3	Controlador do carregamento da bateria	78
5	Conclusões e Trabalho Futuro	89
5.1	Satisfação dos Objetivos	90
5.2	Trabalho Futuro	91
	Referências	93

Lista de Figuras

2.1	Sistema de aproveitamento de energia baseado em TEGs	3
2.2	Esquema básico de uma termopar	4
2.3	Funcionamento de um módulo termoeletrico	5
2.4	Módulo Termoeletrico	6
2.5	Curvas características tensão/corrente e potência/corrente	7
2.6	Modelo elétrico e térmico de um TEM	8
2.7	Curvas características dos TEMs, ensaiados com 100°C , 150°C e 200°C	10
2.8	Curvas características da ligação em série	11
2.9	Curvas características da ligação em paralelo	12
2.10	Ligação em paralelo de três conversores DC/DC	13
2.11	Diferença nas correntes de saída de três conversores DC/DC	14
2.12	Conversores DC/DC, com resistência R_{droop}	15
2.13	Característica de saída sem resistência R_{droop} e com resistência R_{droop}	16
2.14	Esquema da configuração <i>Master-Slave</i>	16
2.15	Esquema da configuração Democrática	17
2.16	Fluxograma do algoritmo MPPT P&O, aplicado ao TEG	19
2.17	Ambiguidade na origem das variações de potência	20
2.18	Fluxograma do algoritmo MPPT Incremental, aplicado ao TEG	21
2.19	Algoritmo MPPT proposto por Z. M. Dalala	22
2.20	Fases de carregamento da bateria.	23
2.21	Tensão em função do estado de carga (SOC), para diferentes valores de corrente de carga (esquerda) e descarga (direita) da bateria.	24
2.22	Algoritmo de controlo para o carregamento de baterias proposto por J. A. B. Vieira e A. M. Mota	25
3.1	Conjunto de módulos termoeletricos.	27
3.2	Sistema a simular.	29
3.3	Tensão e corrente nos TEMs 1 e 2, com alterações de carga.	33
3.4	Temperatura das faces quente (T_h) e fria (T_c) dos dois TEMs.	34
3.5	Potência térmica transferida pelo ar (P_{Ti}) e absorvida pela água (P_{To}).	35
3.6	Tensão de circuito aberto dos dois módulos.	35
3.7	Diferença entre a potencia térmica transferida e absorvida ($P_{Ti} - P_{To}$) e a potência elétrica (P_E).	36
3.8	Rendimento do sistema na produção de energia elétrica.	36
3.9	Tensão, corrente e potência consumida pela carga e rendimento na produção de energia elétrica, com TEMs em série.	37
3.10	Tensão, corrente e potência consumida pela carga e rendimento na produção de energia elétrica, com TEMs em paralelo.	37

3.11 Zonas de funcionamento P/V e I/V do conversor a dimensionar.	40
3.12 Buck-boost inversor (cima) e buck-boost não inversor (baixo).	41
3.13 Circuito do conversor Buck-boost a implementar.	42
3.14 Corrente à entrada e à saída do conversor buck-boost inversor.	42
3.15 Forma de onda da corrente no condensador de entrada.	45
3.16 Carga imposta ao conversor.	46
3.17 Magnitude da resposta em frequência que relaciona I_{Bat} com I_o	46
3.18 Carga imposta ao conversor com bobina de filtragem.	47
3.19 Magnitude da resposta em frequência que relaciona I_{Bat} com I_o , utilizando a bobina de filtragem.	48
3.20 Forma de onda aproximada da corrente no condensador de saída.	48
3.21 Dead Time.	49
3.22 <i>Ripple</i> da tensão e corrente no condensador de entrada.	55
3.23 Corrente na bobina.	55
3.24 Corrente no condensador de saída.	56
3.25 Tensão e corrente de entrada da bateria.	56
3.26 Corrente nos MOSFETs $Q1$ e $Q2$	57
3.27 Arquitetura geral do controlador.	57
3.28 Algoritmo do controlo do carregamento da bateria.	58
3.29 Algoritmo do controlo do conversor DC/DC.	60
3.30 Algoritmo MPPT utilizado.	62
3.31 Algoritmo de calculo de ΔD	62
3.32 Derivada da potência em ordem à tensão de entrada.	63
3.33 Variação da potência devido à variação do <i>duty cycle</i> e das condições externas.	63
3.34 MPPT durante transitórios, para diferentes valores de perturbação.	64
3.35 Curva característica que relaciona $1/G$ e D	66
4.1 Seguimento de máxima potência a 50Hz.	68
4.2 Seguimento de máxima potência a 5kHz.	68
4.3 <i>Duty cycle</i> obtido na simulação da Figura 4.2.	69
4.4 Zona de alteração do valor do limitador da perturbação.	70
4.5 Tensão de entrada do conversor quando a potência é limitada a 150W.	70
4.6 Limitação da potência máxima extraída a 150W.	71
4.7 Ondulação em torno da potência máxima.	71
4.8 Limitação da potência sem a implementação da variável DIM_D	72
4.9 Utilização da variável DIM_D com valor de perturbação fixo igual a $5e-3$	72
4.10 Utilização da variável DIM_D com valor de perturbação fixo igual a $1e-4$	72
4.11 Seguimento do MPP, utilizando como limitadores da perturbação: $1e-4$ para o regime permanente e $1e-3$ para os transitórios.	73
4.12 Entrada em funcionamento do conversor, quando a tensão de circuito aberto é superior a $2V_{Min}$	73
4.13 Diminuição das oscilações devido à passagem do regime transitório para o permanente.	74
4.14 Seguimento do MPP, utilizando como limitadores da perturbação: $1e-4$ para o regime permanente e $1e-4$ para os transitórios.	74
4.15 Seguimento do MPP, utilizando como limitadores da perturbação: $1e-4$ para o regime permanente e $2e-2$ para os transitórios.	75
4.16 Seguimento do MPP, utilizando como limitadores da perturbação: $1e-2$ para o regime permanente e $2e-2$ para os transitórios.	75

4.17	Seguimento do MPP, com a tensão a variar segundo uma exponencial com constante de tempo igual a 5 segundos.	76
4.18	Seguimento do MPP, com a tensão a variar segundo uma exponencial com constante de tempo igual a 0.3 segundos.	76
4.19	Limitação da corrente de entrada do conversor a 10A.	77
4.20	Fase de entrada em funcionamento, na simulação da Figura 4.19.	77
4.21	Magnitude da resposta em frequência que relaciona I_{Bat} com I_o , com capacitâncias da bateria de 40000F (azul) e 50F (vermelho).	78
4.22	Carregamento da bateria seguindo as fases de <i>Bulk</i> (corrente constante) e de Absorção (tensão constante).	79
4.23	Tensão de entrada do conversor 1 (azul) e do conversor 2 (vermelho), com $V_{oc} = 40V$	79
4.24	Oscilações da tensão da bateria provocadas pelo controlador, na zona de Absorção.	80
4.25	Tentativas de acionamento do conversor 2.	80
4.26	Tensão e corrente da bateria durante os acionamentos do conversor 2.	81
4.27	Corrente de entrada do conversor 2 durante a sua ativação e desativação.	81
4.28	Acionamento do conversor 2, após implementada a solução proposta.	82
4.29	Tensão e corrente da bateria após implementada a solução proposta.	82
4.30	Variação da potência da carga, em <i>watts</i>	83
4.31	Tensão e corrente de bateria durante o carregamento e as variações de carga.	83
4.32	Tensão de entrada de cada conversor durante o carregamento e as variações de carga.	83
4.33	Potência extraída de cada fonte de alimentação durante o carregamento e as variações de carga.	84
4.34	Tensão de entrada de cada conversor perante variações repentinas da tensão de circuito aberto.	84
4.35	Corrente de entrada de cada conversor perante variações repentinas da tensão de circuito aberto.	85
4.36	Potência de saída das fontes de alimentação perante variações repentinas da tensão de circuito aberto.	85
4.37	Tensão e corrente da bateria perante variações repentinas da tensão de circuito aberto.	85
4.38	Tensão de entrada de cada conversor perante variações graduais da tensão de circuito aberto.	86
4.39	Corrente de entrada de cada conversor perante variações graduais da tensão de circuito aberto.	86
4.40	Potência de saída das fontes de alimentação perante variações graduais da tensão de circuito aberto.	87
4.41	Tensão e corrente da bateria perante variações graduais da tensão de circuito aberto.	87

Lista de Tabelas

3.1	Dimensões dos componentes do sistema	29
3.2	Constantes físicas	30
3.3	Módulos Termoelétricos	38
3.4	Geradores Termoelétricos	39
3.5	Características do condensador EEHVS1J151V e do paralelo de quatro.	50
3.6	Características do condensador T521X107M025AHE030 e do paralelo de cinco.	51
3.7	Características da bobina AGP4233-223ME.	51
3.8	Características do MOSFET BSC110N15NS5.	52
3.9	Características do diodo V15P12.	52
3.10	Características do MOSFET necessárias para o calculo das perdas de comutação	53

Abreviaturas e Símbolos

TEG	Thermoelectric Generator
TEM	Thermoelectric Module
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
GaN	Gallium Nitride
PI	Proporcional e Integral
PID	Proporcional, Integral e Derivativo

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto

As crescentes preocupações com o meio ambiente e o interesse pelas fontes de energia renováveis têm sido um forte impulso para o desenvolvimento de novos métodos de obtenção de energia elétrica. A produção de energia através da queima de combustíveis fósseis, para além de ser altamente poluente, tem perdas que superam os 50%, sendo a grande maioria destas, perdas térmicas. Esta é a motivação por detrás do desenvolvimento de sistemas capazes de aproveitar parte da energia térmica desperdiçada, posteriormente convertendo-a em energia elétrica. Na terminologia inglesa, estes são chamados de *Wast Heat Recovery Systems*. Duas das tecnologias que mais se têm destacado neste sector são os Geradores Termoelétricos (TEGs) e a tecnologia *Organic Rankine Cycle* (ORC).

Os TEGs baseiam-se no efeito termoelétrico de Seebeck, produzindo energia elétrica através da aplicação de uma diferença de temperatura, sem recurso a partes móveis. Devido à construção compacta, estes apresentam um longo tempo de vida, estimado entre os 25 a 30 anos [1], com reduzida manutenção. Outra das grandes vantagens, em relação aos sistemas ORC, é a possibilidade de extrair energia a baixas temperaturas, uma vez que só a diferença de temperatura é relevante. TEGs podem ser utilizados para gerar eletricidade em ambientes extremos de baixa temperatura, para a alimentação de sensores e microeletrónica e no aproveitamento de energia desperdiçada na forma de calor em centrais térmicas, indústria e transportes, entre outras aplicações.

O ciclo de Rankine é um processo que converte energia térmica em trabalho. Durante este ciclo, um fluido, geralmente água, circula em malha fechada, com mudanças de estado líquido-gasoso e gasoso-líquido. O líquido é bombeado para um aquecedor, passando para o estado gasoso e elevando a sua pressão. O gás é então expandido na turbina, gerando energia mecânica, posteriormente convertida em energia elétrica. Por último, o fluido é arrefecido, passando novamente para o estado líquido. O ORC é um ciclo Rankine que utiliza um fluido orgânico, como substituto da água. Este apresenta uma temperatura de ebulição inferior à da água, permitindo a sua utilização com fontes de menor temperatura. Fontes térmicas com diferentes temperaturas exigem

fluidos orgânicos com diferentes pontos de ebulição, de modo a maximizar a extração de energia. Segundo [2], para a mesma gama de temperaturas, a eficiência do ORC é superior à do TEG (7.5 – 16%). Por outro lado, este sistema não é tão compacto, estando a sua utilização limitada à produção de energia em larga escala.

O TEG será a tecnologia a explorar neste trabalho, visto que se pretende a conceção de um sistema para aplicação em transportes e pelo facto das características: tempo de vida longo, construção compacta e reduzida manutenção, serem uma clara vantagem nessa área.

1.2 Motivação

Um dos fatores que está por detrás do crescente investimento na mobilidade elétrica é a reduzida eficiência dos motores de combustão interna, visto que cerca de 30% da energia resultante da queima de combustível é expelida pelo sistema de escape. Parte dessa energia térmica pode ser reaproveitada e convertida em energia elétrica, utilizada para alimentar a bateria e os restantes sistemas eletrónicos do veículo, constituindo uma alternativa ao alternador. Apesar da pouca eficiência destes dispositivos, a sua aplicação conduz a um aumento significativo da eficiência na utilização do combustível. A eficiência aumenta também devido ao aumento da quantidade de energia disponível para mover o veículo, que resulta do desaparecimento da carga introduzida pelo alternador.

1.3 Objetivos

Pretende-se desenvolver um sistema compacto de *energy harvesting*, baseado em TEGs, para aplicação em veículos com motor de combustão interna. O sistema deverá ser capaz de providenciar uma tensão constante num barramento DC, necessária para o carregamento de uma bateria automóvel e alimentação das restantes cargas a ele ligadas. Para além de fornecer uma tensão constante, e independente do regime de temperatura a que as múltiplas TEGs estão sujeitas, o controlador do sistema deverá otimizar o ponto de funcionamento de forma que a máxima potência seja extraída.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo será analisada a constituição de um sistema TEG e os seus subsistemas. Serão explorados os princípios físicos por detrás do funcionamento de um TEG, bem como o seu impacto na ligação dos módulos termoeletrônicos. Para um melhor entendimento deste dispositivo, será também analisado o seu modelo equivalente e as interdependências existentes entre as suas variáveis. Apresentar-se-ão também os problemas associados à ligação de conversores DC/DC em paralelo e os métodos para solucionar esses problemas. As estratégias de controlo para a máxima extração de potência e os o procedimento necessário para o correto carregamento de uma bateria serão também estudados.

2.1 Sistema de aproveitamento de energia baseado em TEGs

Um sistema de aproveitamento de energia baseado em TEGs é essencialmente composto por cinco partes: TEG, conversor DC/DC, controlador, sistema de armazenamento e carga. Este sistema está representado no diagrama de Figura 2.1, apenas utilizando um TEG e um conversor. Em aplicações reais, mais do que um TEG pode ser utilizado, ligado ao barramento DC através de um outro conversor DC/DC.

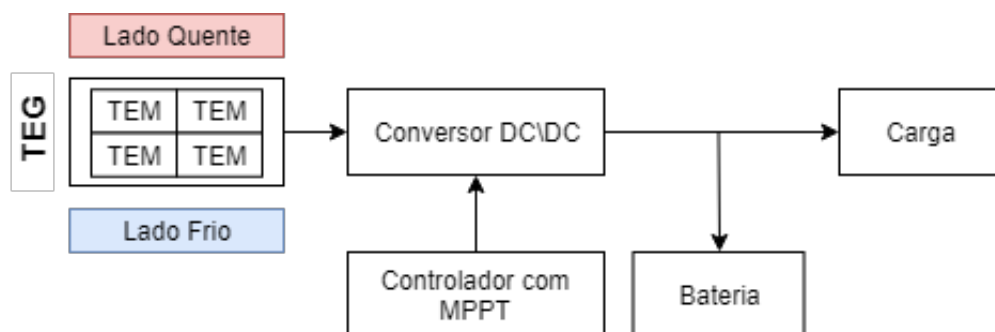


Figura 2.1: Sistema de aproveitamento de energia baseado em TEGs.

O TEG é uma fonte de energia elétrica baseada no efeito de Seebeck. Este é composto por um conjunto de módulos termoeletrônicos (TEMs) ligados entre si eletricamente e termicamente, que

utilizam o gradiente de temperatura entre uma fonte quente e uma fonte fria para gerar energia elétrica. A tensão aos seus terminais é largamente dependente da diferença de temperatura. Um conversor DC/DC é necessário para controlar a potência de saída do gerador, podendo ativamente seguir o seu ponto de máxima potência através da utilização de um controlador com MPPT. O sistema deve garantir a estabilidade da tensão do barramento DC, bem como o carregamento das baterias e alimentação das cargas a ele ligadas.

2.2 Princípio de funcionamento de um TEM

2.2.1 Princípios físicos

Antes de mais, importa destacar a existência de dois efeitos que têm origem na junção de dois ou mais condutores com propriedades físicas dissimilares. Estes são relevantes para o melhor entendimento do funcionamento de um TEM.

Efeito de Seebeck Quando dois condutores, com propriedades diferentes, são unidos pelas extremidades e sujeitos a uma diferença de temperatura, Figura 2.2, energia térmica é transferida da junção quente para a junção fria. A esta configuração de condutores dá-se o nome de termopar. O calor aplicado numa das extremidades provoca agitação nos eletrões dessa zona, o que leva ao seu deslocamento para o lado frio. A energia transferida para os eletrões é também transladada do lado quente para o lado frio. Devido à utilização de materiais diferentes, com características elétricas distintas, essa transferência de calor provoca o movimento de diferentes quantidades de carga nos condutores, originando-se uma tensão aos seus terminais.

Efeito Peltier Este efeito pode ser considerado o inverso do efeito de Seebeck, ou seja, consiste no aparecimento de uma diferença de temperatura aos terminais do termopar, quando por ele se faz passar uma corrente. A energia térmica flui no sentido da carga, do lado frio para o lado quente.

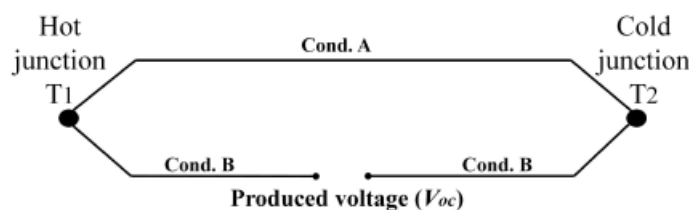


Figura 2.2: Esquema básico de uma termopar [3].

2.2.2 Efeitos de Seebeck e Peltier nos semicondutores

Se os materiais envolvidos forem semicondutores, e não metais, os portadores de carga podem ser elétrons, na dopagem do tipo N, ou lacunas, na dopagem do tipo P. Tal como pode ser visto pela Figura 2.3 a), quando é aplicada uma diferença de temperatura, os portadores de carga (lacunas h^+ e elétrons e^-) deslocam-se do lado quente para o lado frio, transmitindo energia térmica nesse sentido. Com este movimento cria-se também uma força eletromotriz, resultante da acumulação de cargas, com polaridades opostas, nos extremos.

Tal como se pode constatar pela Figura 2.3 b), a imposição de uma corrente nos semicondutores leva ao movimento de portadores de carga que, por sua vez, transferem energia térmica do lado frio para o lado quente.

Em suma, o fluxo térmico ocorre sempre no sentido do movimento dos portadores de carga, arrefecendo o lado de onde a energia é retirada e aquecendo o lado para o qual a energia é transferida. Percebe-se também que, independentemente do efeito, quanto maior for a quantidade de carga envolvida, ou seja, a corrente elétrica, maior será a transferência de calor (corrente térmica).

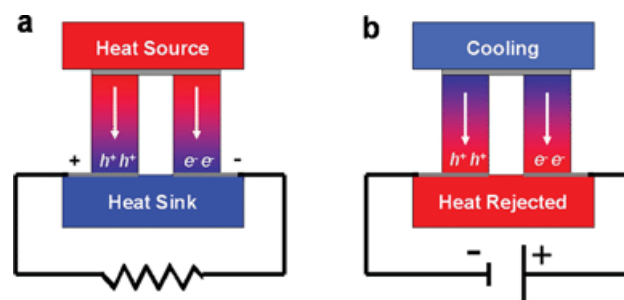


Figura 2.3: Funcionamento de um módulo termoeletrônico a) Efeito de Seebeck b) Efeito Peltier [4].

2.2.3 Módulo Termoeletrônico (TEM)

No caso de um módulo termoeletrônico, apenas é favorável o efeito de Seebeck, sendo o efeito Peltier considerado parasítico. Como será explicado adiante, os dois efeitos aparecem em conjunto durante o funcionamento de um TEM. Para mitigar este efeito, tipicamente, controla-se a corrente de modo que esta não exceda metade da corrente de curto circuito. Os TEMs são compostos por termopares semicondutores, ligados em série eletricamente e em paralelo termicamente, introduzidos entre duas placas cerâmicas, tal como pode ser visto na Figura 2.4. A eficiência depende do material escolhido para os semicondutores, uma vez que materiais diferentes apresentam máximo rendimento em diferentes gamas de temperatura. Isto implica um menor desempenho em TEMs a funcionar com elevadas gamas de temperatura. Segundo [5], a máxima eficiência da conversão de energia térmica para energia elétrica ronda os 6 – 7% em TEMs não segmentados. Com a segmentação de diferentes materiais, é possível elevar esse valor para os 15 – 17%, obtendo-se TEMs com uma maior gama de temperaturas de operação. Segundo [2], os módulos atualmente

comercializados podem ser divididos em três grupos, quanto á temperatura de funcionamento e ao material utilizado na sua construção:

- Temperatura de operação até 250°C , com materiais baseados em telureto de bismuto.
- Temperatura de operação entre 250°C e 600°C , com materiais baseados em telureto de chumbo.
- Temperatura de operação entre 600°C e 1000°C , com materiais baseados em ligas de silício-germânio.

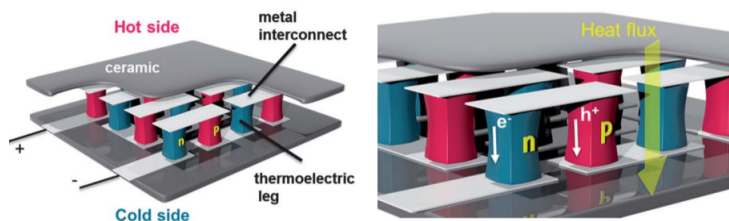


Figura 2.4: Módulo Termoelétrico, baseado em [6].

O modelo elétrico de um TEM, em regime permanente, pode ser dado por uma fonte de tensão ideal, V_{oc} (que corresponde a soma das tensões de todos os termopares), ligada em série com uma resistência interna, R_{in} . A tensão de circuito aberto e a potência elétrica deste dispositivo são dadas por:

$$V_{oc} = \alpha \Delta T \quad (2.1)$$

$$P_E = V_{oc}I - R_{in}I^2 \quad (2.2)$$

Onde α é o coeficiente diferencial de Seebeck, ΔT a diferença de temperatura aplicada e I a corrente.

Como pode ser comprovado pelas equações 2.1 e 2.2, para se maximizar a potência seria necessário maximizar os valores de condutividade elétrica e coeficiente de Seebeck, o que conduziria a menores perdas na resistência interna e a um maior valor de tensão. Seria também desejável uma condutividade térmica nula (não havendo condução de calor, a diferença de temperatura mantém-se constante). Na prática, estas exigências contradizem-se, dado que a condutividade elétrica e térmica estão correlacionadas e dependem da concentração de cargas nos semicondutores (uma maior concentração de cargas permite uma melhor condutividade térmica e elétrica). A resistência interna depende também da temperatura média de operação ($\bar{T}$) dado que, com o aumento desta, existe um aumento da mobilidade das cargas nos semicondutores, reduzindo a condutividade. Assim, a potência que pode ser extraída de um TEM diminui com o aumento de $\bar{T}$, mesmo mantendo-se a diferença de temperatura (ΔT). O coeficiente de Seebeck é também dependente da

temperatura média de operação, havendo por isso variações da tensão de circuito aberto quando $\bar{T}$ varia [3].

As curvas tensão/corrente e potência/corrente podem ser vistas na Figura 2.5. A potência, dada pela equação 2.2, atinge o seu valor máximo (MPP) para metade da tensão de circuito aberto ($V_{oc}/2$) e metade da corrente de curto circuito ($I_{sc}/2$). Isto dá-se quando a impedância de carga é igual ao valor da resistência interna.

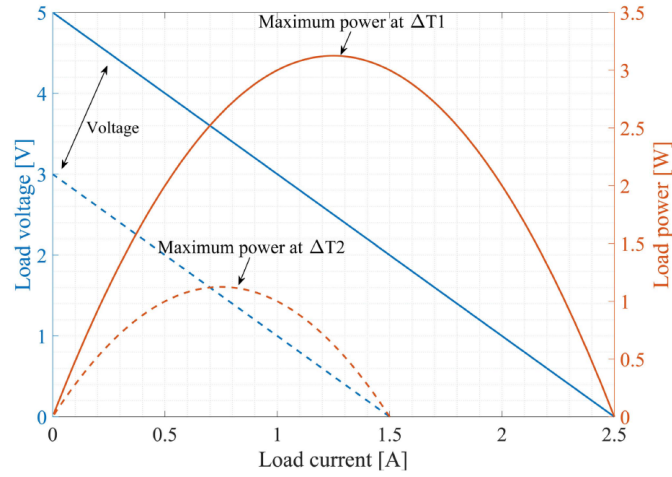


Figura 2.5: Curvas características tensão/corrente e potência/corrente [3].

O modelo térmico e elétrico de um TEM está representado na Figura 2.6. T_h e T_c representam as temperaturas das faces quente e fria, respetivamente. A condutância térmica entre o lado quente e o material semiconductor é K_{hot} e a condutância térmica entre o lado frio e o material semiconductor é K_{cold} . O valor de ΔT é dado pela diferença $T_{hM} - T_{cM}$, sendo T_{hM} e T_{cM} igual à temperatura na periferia do material semiconductor, do lado quente e do lado frio, respetivamente. A condutância térmica desse material é dada por K_{Cond} .

A partir da Figura 2.6 é possível caracterizar o modelo através de um conjunto de equações, apresentadas de seguida.

$$I = \frac{\alpha \Delta T - \Delta V}{R_{in}} \quad (2.3)$$

$$\dot{Q}_h = I\alpha T_{hM} + K_{Cond}(T_{hM} - T_{cM}) - \frac{1}{2}R_{in}I^2 \quad (2.4)$$

$$\dot{Q}_c = I\alpha T_{cM} + K_{Cond}(T_{hM} - T_{cM}) + \frac{1}{2}R_{in}I^2 \quad (2.5)$$

$$\bar{\dot{Q}} = \alpha \bar{T} I + K_{Cond} \Delta T \quad (2.6)$$

$$P_E = \dot{Q}_h - \dot{Q}_c = I\alpha \Delta T - R_{in}I^2 \quad (2.7)$$

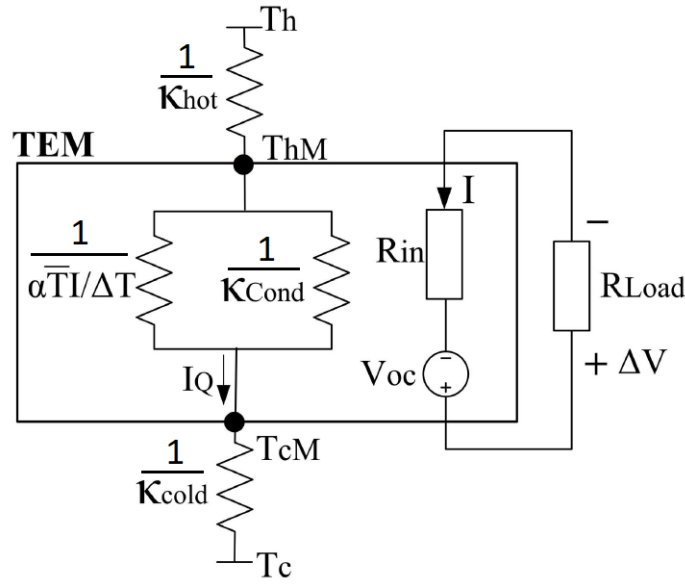


Figura 2.6: Modelo elétrico e térmico de um TEM, alterado de [3].

A corrente elétrica é dada pela expressão 2.3, que depende da tensão interna e da tensão aos terminais da carga. A potência térmica absorvida e emitida pelo material semicondutor é dada pelas equações 2.4 e 2.5, respetivamente. Tomando como exemplo a equação 2.4, a potência térmica absorvida depende do efeito de Peltier ($I\alpha T_{hM}$), pelo que a potência transferida aumenta com o aumento da corrente elétrica. A parcela $K_{Cond}(T_{hM} - T_{cM})$ corresponde à potência térmica transferida por condução do material. Uma vez que existem perdas por efeito Joule dentro do material, essa energia é dissipada pelos dois lados do TEM de forma igual. A potência dissipada aparece nas expressões sob a forma de $0.5R_{in}I^2$ e é subtraída ou somada dependendo da direção do fluxo de potência térmica. Devido à conservação de energia constata-se que fazendo a diferença entre as potências $\dot{Q}_h$ e $\dot{Q}_c$ obtém-se a potência elétrica produzida, dada pela equação 2.7.

A equação 2.6 é obtida fazendo a média de $\dot{Q}_h$ e $\dot{Q}_c$, sendo esta uma das expressões mais utilizadas na literatura. O modelo da figura 2.6 representa o efeito de Peltier através de uma condutividade térmica $\alpha TI / \Delta T$.

Como referido anteriormente, o efeito de Peltier trata-se de um efeito indesejado, com tudo, pode ser útil no caso de ser necessário aumentar o fluxo térmico, para proteção contra sobreaquecimento, ou para manter a diferença de temperatura constante. Isto deve-se à possibilidade de controlar a potência térmica, pela alteração da corrente elétrica.

2.3 Arquitetura de um TEG

TEG é o nome dado a um conjunto de TEMs, interligados entre si em série ou em paralelo, de forma a conseguir um aumento da potência de saída. Esta não pode ser obtida apenas pela soma das potências de cada um dos módulos uma vez que, como será visto adiante, a forma como os TEMs estão ligados também influencia esse valor.

A potência máxima que pode ser extraída de um único módulo é dada pela expressão:

$$P_{Emax} = \frac{V_{oc}^2}{4R_{in}} \quad (2.8)$$

A máxima potência de saída de um conjunto de n TEMs, interligadas em série ou em paralelo, é dada por:

$$P_{Emax_{serie}} = \frac{1}{4} \frac{(\sum V_n)^2}{\sum R_n} \quad (2.9)$$

$$P_{Emax_{paralelo}} = \frac{1}{4} \frac{(\sum \frac{V_n}{R_n})^2}{\sum \frac{1}{R_n}} \quad (2.10)$$

Onde V_n é a tensão de circuito aberto e R_n é a resistência interna de cada TEM. Como se pode comprovar pelas expressões 2.9 e 2.10, a potência do TEG é igual à soma das potência individuais de cada TEM (expressão 2.8) apenas se os valores de V_n e R_n forem iguais, entre módulos. Esta condição é apenas garantida quando todos os módulos estão a operar à mesma temperatura média e à mesma diferença de temperatura. Na prática, esta condição pode não se verificar, o que significa que existem vantagens e desvantagens aliadas à forma como os TEMs são ligados.

Nas seguintes secções serão abordadas as diferentes formas de ligação, bem como os problemas que se prendem com a existência de módulos a operar com diferentes ΔT (diferentes pontos de funcionamento).

2.3.1 Consequências da divergência de temperatura na ligação dos TEM's

Quando os valores de ΔT , aplicados aos módulos que constituem um gerador, são diferentes, existem discrepâncias entre as tensões de circuito aberto e entre as resistências internas de cada TEM. A ligação de módulos com diferentes características elétricas causa perdas adicionais de potência. Este problema pode ser minimizado agrupando os TEMs em pequenos grupos, onde os valores de ΔT , aplicados aos módulos, são semelhantes.

Na referência [7] foram feitos testes a três módulos semelhantes, a operar em pontos de funcionamento diferentes: $\Delta T = 100^\circ C, 150^\circ C, 200^\circ C$. Os resultados obtidos podem ser observados na Figura 2.7. Para temperaturas mais elevadas, o declive da curva característica tensão/corrente aumenta, o que se traduz num aumento da resistência interna, como referido anteriormente. As potências máximas obtidas, para cada um dos módulos, foram 3.43W, 6.79W e 10.26W. Idealmente, após a ligação dos TEMs, seria esperada uma potência de 20.07W à saída do TEG, o que na prática só aconteceria se cada TEM fosse controlado individualmente.

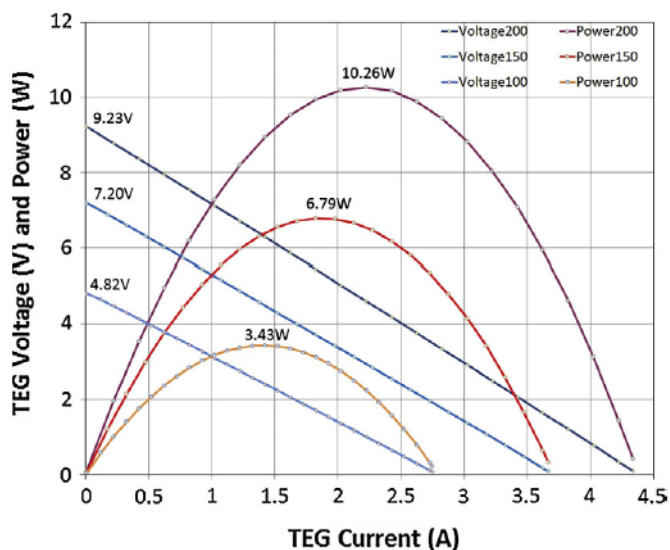


Figura 2.7: Curvas características dos TEMs, ensaiados com 100°C, 150°C e 200°C [7].

2.3.1.1 Ligação em Série

Quando os TEMs são ligados em série, a tensão de circuito aberto do conjunto é igual a soma das tensões de circuito aberto de cada módulo. A resistência interna é também igual à soma das resistências internas de cada módulo. Na Figura 2.8, pode-se ver que a tensão de circuito aberto (21.17V) é aproximadamente igual à soma das tensões dos três módulos. Por outro lado, a potência máxima que pode ser extraída é 18.22W (9.22% menos que a soma das potências). Quando se pretende extrair essa potência, com recurso a um conversor MPPT, este impõe aos terminais do TEG uma tensão de 10.57V. Segundo a curva característica da configuração em série, a essa tensão corresponde uma corrente de 1.72A, que percorre cada módulo. Pela Figura 2.7 pode-se ver que, para essa corrente, o TEM cujo $\Delta T = 100^\circ\text{C}$ está a funcionar com uma corrente superior a metade da corrente de curto circuito. Isto significa que o efeito Peltier neste módulo é acrescido, levando a uma maior condução térmica e a uma diminuição da diferença de temperatura. O módulo $\Delta T = 150^\circ\text{C}$ está a funcionar muito próximo do seu ponto de máxima potência e o módulo $\Delta T = 200^\circ\text{C}$ está a operar com uma corrente inferior a metade da sua corrente de curto circuito, o que se traduz numa maior eficiência térmica (menor condutividade térmica) e aumento da diferença de temperatura. Em suma, esta configuração provoca um efeito de realimentação positiva, uma vez que quando o efeito de Peltier é significativo em algum dos módulos (como é o caso do módulo a operar com o menor ΔT), ΔT tem tendência a diminuir, acentuando a diferença entre os pontos de funcionamento. Nestas condições, percebe-se facilmente que a potência máxima desta configuração nunca poderá ser igual a soma das potências de cada TEM, visto que o MPP do conjunto não corresponde ao MPP de cada módulo.

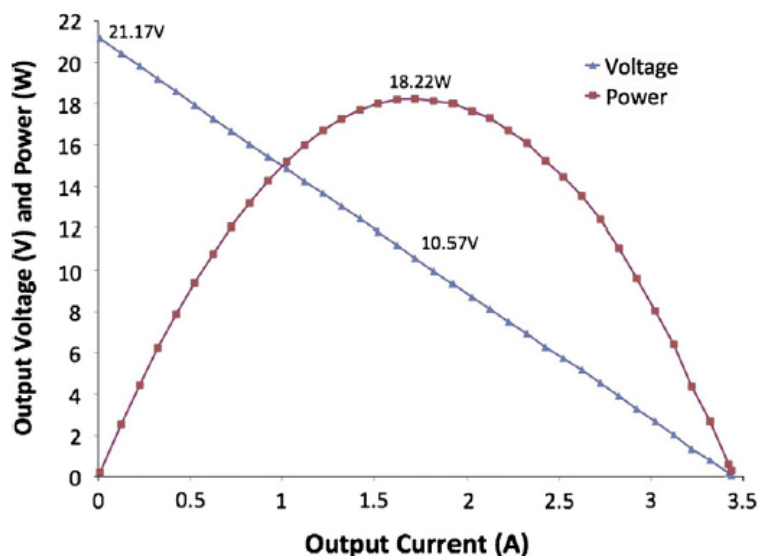


Figura 2.8: Curvas características da ligação em série [7].

2.3.1.2 Ligação em Paralelo

Nesta configuração, caso as condições de funcionamento fossem as mesmas para todos os TEMs, a corrente de curto circuito seria igual à soma das correntes de curto circuito de cada TEM e a tensão de circuito aberto seria igual à de cada módulo. Quando os TEM são ligados em paralelo, com diferentes valores de ΔT , e não é ligada nenhuma carga, cada módulo pode fornecer ou receber corrente, dependendo do seu ponto de funcionamento. Um valor positivo de corrente significa que o módulo está a funcionar como gerador, enquanto que um valor negativo de corrente significa que o módulo está a funcionar como carga, transportando calor do lado frio para o lado quente segundo o efeito de Peltier. As curvas de funcionamento em paralelo, em condições de temperatura desiguais, podem ser observada na Figura 2.9. A máxima potência disponível é 17.48W (12.9% menos que a soma das potências) para uma tensão de 3.48V. Como se pode observar pela Figura 2.7, para a tensão referida, o TEM $\Delta T = 100^\circ\text{C}$ encontra-se a funcionar abaixo de metade da sua corrente de curto circuito, ou seja, com a maior eficiência térmica. O módulo $\Delta T = 150^\circ\text{C}$ está a funcionar muito próximo do seu ponto de máxima potência e o módulo $\Delta T = 200^\circ\text{C}$ está a operar com uma corrente superior a metade da sua corrente de curto circuito, o que resulta num aumento da condutividade térmica desse módulo. Consta-se que nesta configuração, ao contrario da ligação em série, existe uma realimentação negativa, uma vez que o efeito de Peltier é mais pronunciado no módulo com maior ΔT e tem menos impacto no módulo com menor ΔT , o que resulta numa aproximação das diferenças de temperatura, e dos pontos de funcionamento, para um valor central.

Em conclusão, e pelos resultados obtidos em [7], a configuração série leva a uma menor queda na potência de saída, em relação à soma das potência individuais. Por outro lado, a ligação em paralelo tende a igualar os pontos de funcionamento, o que eventualmente leva também a um aumento da eficiência. De um ponto de vista elétrico, a configuração em paralelo origina maiores

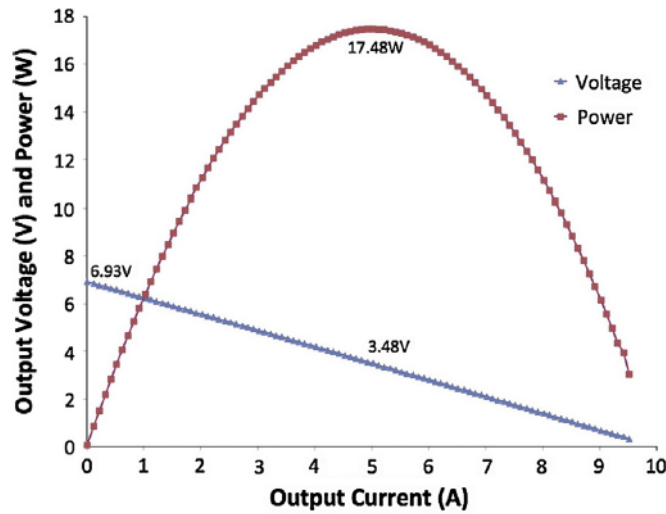


Figura 2.9: Curvas características da ligação em paralelo [7].

correntes, levando a maiores perdas por efeito Joule, e menores tensões de saída, em comparação com a configuração em série. Isto resulta na necessidade de utilizar conversores com maior capacidade de corrente e maior ganho em tensão (no caso de se pretender um aumento da tensão), sendo estes mais volumosos e mais caros. Por esse motivo, em aplicações onde a diferença de temperatura é baixa, é preferível um TEG com uma ligação em série.

2.4 Conversor DC/DC

Visto que se pretende obter uma tensão constante no barramento DC, para diferentes tensões de saída no lado do gerador (derivadas da variação de ΔT ao longo do tempo), é necessário utilizar conversores DC/DC entre os TEGs e o barramento DC. A baixa eficiência dos geradores obriga a um controlo dos conversores que assegure a máxima extração de potência, para qualquer ΔT . Como já foi estudado, é conveniente a junção de TEMs em pequenos grupos, de forma a minimizar a diferença entre os valores de ΔT de cada módulo. Assim, e apesar dos pontos de funcionamento dos módulos inseridos num determinado TEG serem semelhantes, não é garantido que todos os TEGs que constituem o sistema estejam a operar nas mesmas condições de funcionamento. Desta forma, os conversores ligados a cada TEG têm também que operar em diferentes pontos de funcionamento, o que acarreta alguns problemas na sua ligação em paralelo.

2.4.1 Ligação de conversores DC/DC em paralelo

Os problemas que se prendem com a operação dos TEGs em diferentes condições de funcionamento impossibilitam a concepção de um sistema centralizado de elevada eficiência. Por outro lado, optar por uma solução distribuída acarreta a necessidade de se utilizar conversores em paralelo, o que contribui para o aumento da dificuldade de controlo e implementação e para o aumento

do custo. Ainda assim, esta arquitetura permite a obtenção de um conjunto de características que acrescentam valor ao sistema, sendo as seguintes as mais relevantes:

Regulação térmica Numa configuração em paralelo, cada conversor é responsável por fornecer apenas uma parte da potência total. Uma vez que menos corrente passa por cada conversor, as perdas de condução, comutação e magnéticas são reduzidas, possibilitando um dimensionamento térmico mais simples.

Fiabilidade Redução da fadiga térmica e elétrica nos semicondutores, o que reduz a probabilidade de ocorrência de falhas.

Modularidade O sistema é facilmente configurável, sendo possível adicionar ou remover módulos (conversor + TEG) em caso de maior ou menor demanda de carga.

Manutenção A manutenção é mais fácil, uma vez que se um dos módulos entrar em mau funcionamento apenas esse terá que ser substituído.

Redundância Existe a possibilidade de manter o sistema em operação, mesmo na ausência de um dos módulos. Para isso, é necessário que os restantes módulos suportem o acréscimo de corrente pedido pela carga, o que implica um dimensionamento prévio.

Redução do tamanho A secção dos condutores pode ser reduzida, o que implica uma redução dos componentes indutivos. Os semicondutores também podem ser de menor tamanho, exigindo dissipadores de calor menores.

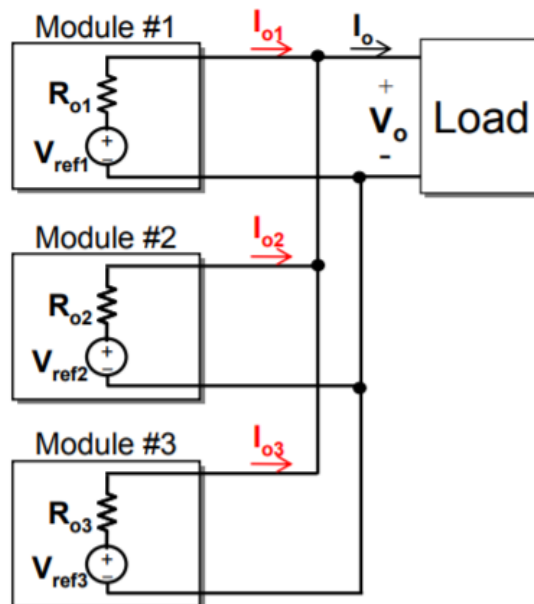


Figura 2.10: Ligação em paralelo de três conversores DC/DC [8].

Na Figura 2.10 pode-se observar um sistema em paralelo, com os conversores DC/DC representados pelos seus modelos equivalentes de Thevenin. Neste contexto, estes são chamados de

"módulos", sendo que este termo não deve ser confundido com o conceito de módulo termoe-létrico. A tensão de circuito aberto corresponde ao valor de referência dado ao controlador de tensão, daí a designação V_{ref} . Quando colocados em paralelo, apenas um dos conversores pode estabelecer o valor da tensão do barramento. A baixa resistência de saída de cada conversor leva a que, perante pequenas diferenças entre as tensões de circuito aberto, os módulos com o maior valor de tensão forneçam a maior parte da corrente para carga. Este comportamento está representado na Figura 2.11. Para uma determinada tensão do barramento V_o (representada com traço interrompido horizontal), as correntes fornecidas por cada módulo são diferentes entre si, sendo o módulo que fornece o maior valor de corrente, o de tensão mais elevada. A resistência interna tem também um papel importante na desregulação da corrente, visto que mesmo com tensões de circuito aberto semelhantes, para baixos valores de tensão do barramento, a fonte com menor resistência interna será dominante no fornecimento de corrente.

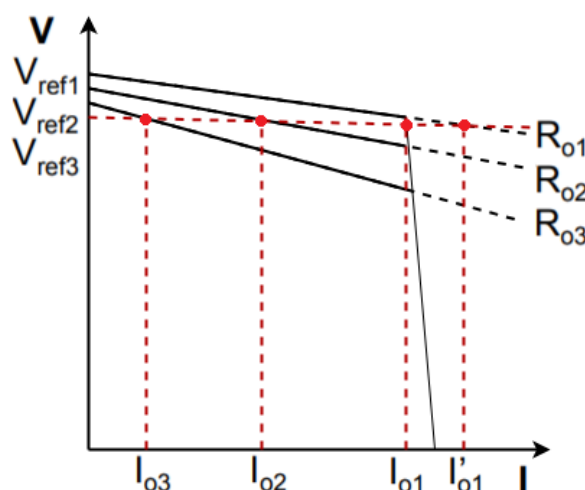


Figura 2.11: Diferença nas correntes de saída de três conversores DC/DC, com diferentes características elétricas, quando ligados em paralelo.

A esta desigualdade na corrente fornecida por cada fonte dá-se o nome de problema da partilha de corrente (*current sharing*), uma vez que a corrente de carga não é partilhada de forma igual pelas fontes. Devido a isto, os conversores podem operar com disparidade nas temperaturas dos componentes, o que pode resultar na falha prematura dos módulos que operam com maiores correntes. Desta forma, um dos problemas mais relevantes a solucionar nos sistemas com conversores em paralelo é garantir que todos fornecem a mesma quantidade de corrente, independentemente do valor da carga e do número de conversores. Para o assegurar, existem um conjunto de métodos de controlo que serão explorados ao longo da seguinte secção.

2.4.2 Partilha de corrente com controlo passivo

Os métodos de controlo passivos são os mais simples de implementar, não sendo necessário comunicação entre módulos.

2.4.2.1 Passive Droop Current Sharing Method

Este método consiste no aumento da resistência de saída dos conversores através da introdução de uma resistência R_{droop} , Figura 2.12, sendo o seu valor muito superior ao valor da resistência de saída. R_{droop} pode ser adicionada externamente, através da adição de uma resistência física, ou internamente, pelo controlo da resistência de saída do conversor [9]. Posto isto, a variação da tensão de saída do conversor torna-se maioritariamente dependente de R_{droop} . Perante variações da corrente de saída, esta provoca uma queda de tensão constante em cada conversor, efeito este que pode ser observado na Figura 2.13.

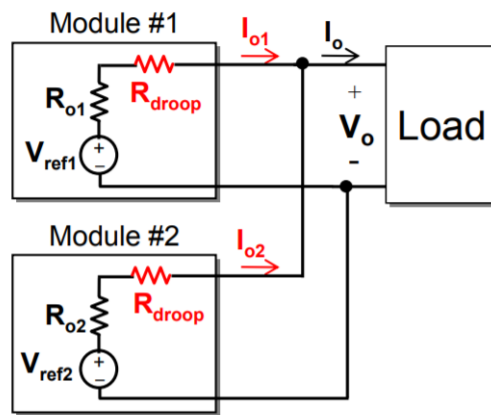


Figura 2.12: Conversores DC/DC, com resistência R_{droop} [8].

Como se pode constatar pela Figura 2.13 (a), para o caso de dois conversores em paralelo, o erro de regime permanente entre as correntes de saída pode ser calculado pela equação 2.11. O erro depende de dois fatores: diferença entre as tensões de circuito aberto (V_{ref}) e diferença entre as resistências internas de saída. Pela equação anteriormente referida é facilmente demonstrado que, quando a resistência R_{droop} é introduzida, esta é somada à resistência de saída ($R_{o1} + R_{droop}$, $R_{o2} + R_{droop}$), reduzindo a diferença entre as correntes de saída dos conversores. A Figura 2.13 (b) retrata esta situação, mostrando claramente que os valores de I_{o1} e I_{o2} se aproximam do valor ideal $I_o/2$.

$$I_{o1} - I_{o2} = \frac{2(V_{ref1} - V_{ref2})}{R_{o1} - R_{o2}} + \frac{I_o(R_{o2} - R_{o1})}{R_{o1} - R_{o2}} \quad (2.11)$$

Apesar do baixo custo e facilidade de implementação deste método de controlo, este apresenta algumas desvantagens no que diz respeito à eficiência do sistema, uma vez que no caso da utilização de uma resistência fixa, esta dissipa energia por efeito Joule. Outra das desvantagens é a degradação da regulação da tensão de saída, visto que entre esta e a tensão de referência existe um erro proporcional à magnitude da resistência de *droop* utilizada. Por esse motivo, a escolha de R_{droop} envolve um compromisso entre a regulação da tensão de saída e a regulação da corrente.

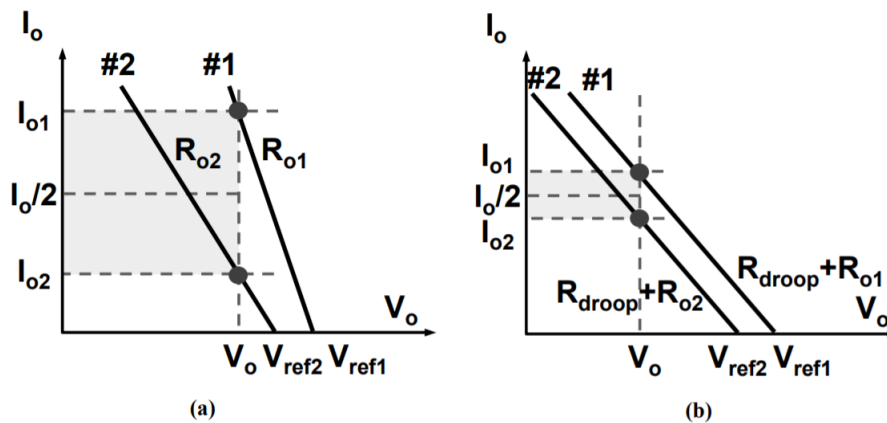


Figura 2.13: Característica de saída: (a) sem resistência R_{droop} , (b) com resistência R_{droop} [8].

2.4.3 Partilha de corrente com controlo ativo

Os métodos de controlo ativos permitem evitar o conflito existente entre a regulação da tensão e a regulação da corrente [8]. É utilizada uma referência de corrente, comum a todos os módulos, fazendo com que o controlador individual de cada módulo ajuste a corrente de saída para o mesmo valor.

2.4.3.1 Configuração *Master-Slave*

O controlo *master-slave* utiliza apenas um dos módulos para regular a tensão do barramento DC, com os restantes a fornecerem corrente, em partes iguais, para a carga. Os módulos *slave* são controlados de forma que a sua corrente de saída se iguale a corrente de saída do módulo *master*. Na Figura 2.14 pode ser observado este método de controlo, com *feedback* da tensão de saída e da corrente nas bobinas de cada conversor. Existe apenas um controlador de tensão, o qual gera uma única referência para os controladores de corrente de cada conversor.

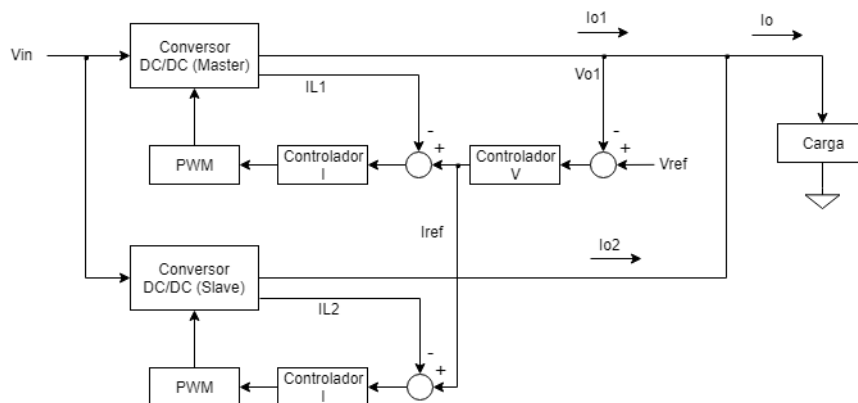


Figura 2.14: Esquema da configuração *Master-Slave*.

Pelo facto de haver apenas um controlador de tensão, constata-se que os problemas derivados da existência de diferentes tensões de referência, não existem. Assim, é garantido um controlo

preciso da tensão de saída. Percebe-se também que um controlo preciso da corrente partilhada por cada conversor é facilmente obtido, devido à existência de uma referência comum de corrente. Por outro lado, uma das grandes desvantagens deste tipo de controlo é a inexistência de redundância do módulo *master*, visto que uma falha deste implica a falha de todo o sistema. Em suma, a redundância apenas se verifica entre os módulos *slave*.

2.4.3.2 Configuração Democrática

A Configuração Democrática foi desenvolvida como uma forma de solucionar o problema da falha do *master*, permitindo obter total redundância entre módulos. Esta possibilita o funcionamento dos módulos não só em paralelo, mas também individualmente. Nesta configuração, não existe um conversor unicamente responsável pela regulação da tensão do barramento DC, podendo esta ser feita por qualquer um dos módulos que integra o paralelo.

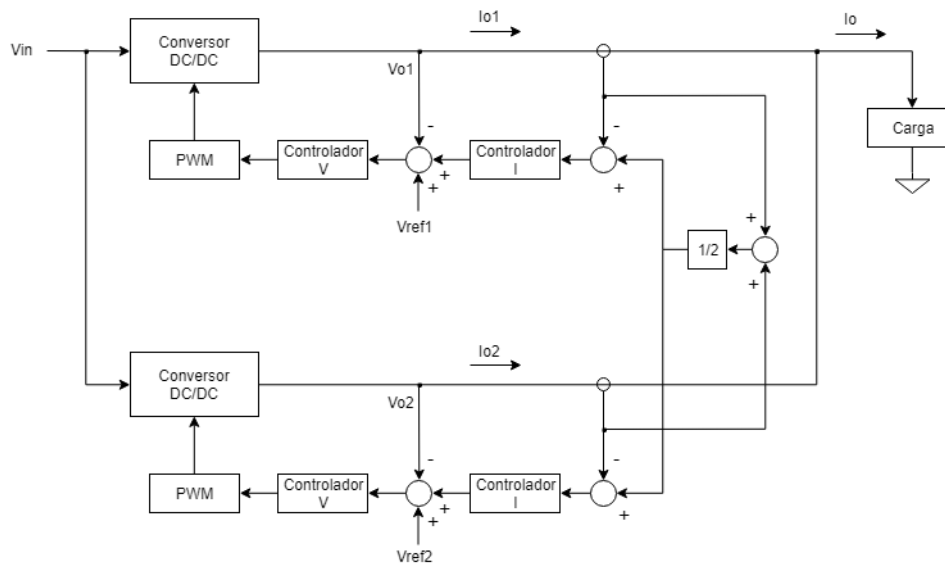


Figura 2.15: Esquema da configuração Democrática.

Apesar do método passivo *Droop*, discutido anteriormente, ser uma das formas de implementar a configuração democrática, em aplicações onde se pretenda uma regulação mais precisa da tensão é utilizado o método ativo. Um dos primeiros métodos a surgir designa-se *average current-sharing control*, representado na Figura 2.15. Tal como pode ser visto pela figura, esta técnica de controlo requer também a comunicação entre módulos, para a partilha da referência de corrente. Esta última é obtida pela média das correntes de saída de cada módulo. As tensões de referência devem ser ajustadas para o mesmo valor, sendo o controlador de corrente responsável por compensar pequenas diferenças entre esses valores.

2.5 Otimização do ponto de funcionamento

Como já foi referido anteriormente, a otimização do ponto de funcionamento, que permite a maximização da extração de potência de cada gerador termoelétrico, é um dos requisitos fundamentais do sistema a desenvolver. Pela análise das curvas características acima apresentadas, verifica-se que existe um ponto de funcionamento dado pela tensão $V_{oc}/2$ e pela corrente $I_{sc}/2$, para o qual a potência extraída atinge o máximo. A tensão V_{oc} e a resistência R_{in} de cada gerador são variáveis com a diferença de temperatura e temperatura média, respetivamente, pelo que o ponto de funcionamento é também variável com a temperatura. Desta forma, é necessário um controlador que garanta a máxima extração de potência dos TEGs, independentemente das condições de funcionamento. O controlador atua sobre o conversor DC/DC, alterando o seu *duty cycle*, o que provoca uma alteração da carga vista pelo TEG. A potência é máxima quando a resistência de carga, vista pelo TEG, se iguala à sua resistência interna. Nesta secção serão abordados alguns métodos de controlo para o seguimento do ponto de máxima potência (MPPT).

2.5.1 Método *Perturb and Observe* (P&O)

O método P&O e o método Incremental, a discutir na seguinte secção, fazem parte de um conjunto de métodos denominados *Hill Climbing*. Segundo a literatura consultada, o método P&O é um dos mais utilizados para o controlo MPPT de TEGs. O fluxograma correspondente a este método pode ser visto na Figura 2.16. O algoritmo P&O opera periodicamente, incrementando ou decrementando a variável de controlo (tensão ou corrente de saída do elemento a controlar) e observando a variação da potência. Após a perturbação, existe uma comparação entre a potência obtida no atual ciclo de controlo e a potência obtida no ciclo de controlo anterior. Caso se verifique um incremento da potência, o controlador continuará a alterar o ponto de funcionamento nesse sentido, ou seja, a variação da variável de controlo é feita com o mesmo sinal. Caso a potência decresça, o controlador passa a alterar o ponto de funcionamento no sentido oposto, ou seja, a variação da variável de controlo terá o sinal contrário. No fluxograma da Figura 2.16 a corrente foi escolhida como variável de controlo, um vez que as curvas de potência apresentadas anteriormente têm como variável independente a corrente. Importa destacar que o controlo da tensão conduziria ao mesmo resultado.

Apesar da simplicidade deste algoritmo, que não requer qualquer conhecimento do sistema a controlar e apenas necessita de medições da tensão e da corrente, este é exclusivamente aplicável em sistemas de variação lenta, tal como sistemas fotovoltaicos [10]. Existem dois problemas com o método P&O que contribuem seriamente para a deterioração do desempenho e da eficiência na obtenção da máxima potência [10] [11]:

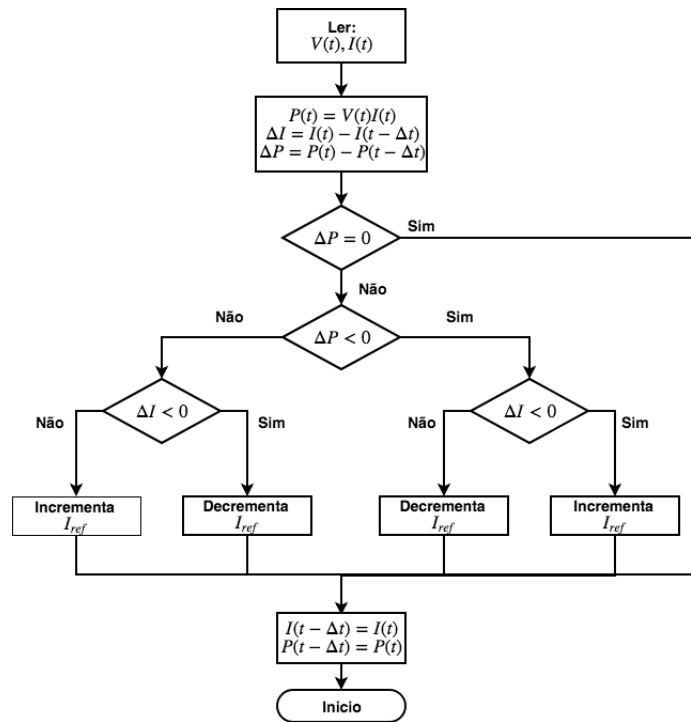


Figura 2.16: Fluxograma do algoritmo MPPT P&O, aplicado ao TEG.

Compromisso entre a velocidade de convergência e a eficiência Uma variação muito grande da variável de controlo leva a um menor tempo de convergência para o MPP, porém, diminui a eficiência do MPPT devido ao aumento das oscilações em torno do ponto de máxima potência. Por outro lado, pequenas variações traduzem-se num aumento da eficiência, contudo, devido a diminuição da velocidade de convergência, o controlador pode tornar-se incapaz de seguir o MPP perante rápidas variações das condições de funcionamento.

Ambiguidade na origem das variações de potência Variações de potência podem ser o resultado de perturbações da variável de controlo ou de alterações do meio físico responsável pela produção de energia (irradiância, vento, temperatura, dependendo da fonte de energia). Este problema denota-se facilmente na Figura 2.17, para o caso particular dos TEGs. Se houver um aumento da diferença de temperatura, que conduz a um aumento da curva de potência, no mesmo instante da variação da corrente (variável de controlo) e se a corrente variar no sentido da diminuição da potência, no ciclo seguinte, a variação da corrente dar-se-á no mesmo sentido, aumentando o afastamento entre o ponto de funcionamento e o MPP.

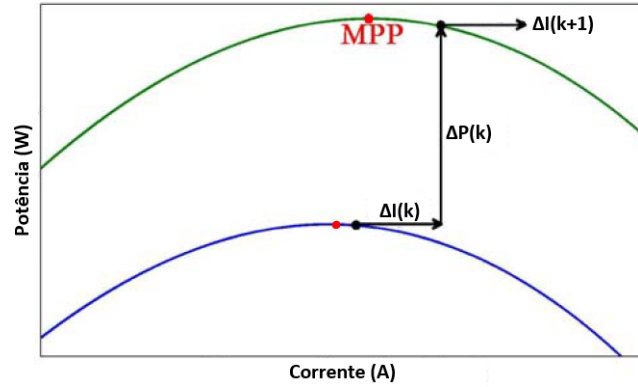


Figura 2.17: Ambiguidade na origem das variações de potência, baseado em [10].

É possível aumentar a eficiência e a precisão do método P&O através do uso de *variable step-size algorithms*, ou seja, a magnitude da variação da variável de controlo passa a depender da proximidade ao ponto de máxima potência [11]. Utilizando este método adaptativo, a variação será maior quando o ponto de funcionamento está longe do MPP, aumentando a velocidade de convergência. Nas proximidades do MPP, a variação da variável de controlo tende para zero, diminuindo as oscilações em torno desse ponto.

2.5.2 Método Incremental

O método Incremental é utilizado em fontes de energia elétrica cuja característica de potência apresenta derivada nula no ponto de máxima potência, derivada positiva à esquerda desse ponto e derivada negativa à direita. Este é, por exemplo, o caso dos painéis fotovoltaicos e dos TEGs. Utilizando 2.12 é possível deduzir as condições 2.13, para o caso de um TEG.

$$\frac{dP}{dI} = \frac{d(IV)}{dI} = V + I \frac{dV}{dI} = 0 \quad (2.12)$$

$$(a) \frac{\Delta V}{\Delta I} = -\frac{V}{I}, (b) \frac{\Delta V}{\Delta I} > -\frac{V}{I}, (c) \frac{\Delta V}{\Delta I} < -\frac{V}{I} \quad (2.13)$$

Em 2.13, (a) representa a condição de MPP, (b) representa a condição à esquerda do MPP e (c) representa a condição à direita do MPP.

Como se pode observar pelo fluxograma da Figura 2.18, a busca pelo ponto de máxima potência é também conseguida através do incremento ou decremento da corrente. Comparativamente com o método P&O, este método não necessita de calcular a potência de saída do gerador e apresenta melhor desempenho nos transitórios [12].

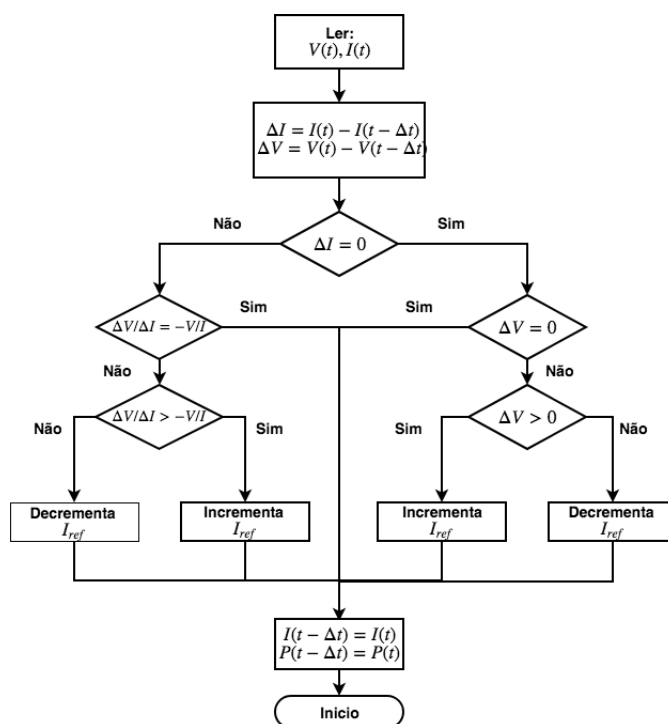


Figura 2.18: Fluxograma do algoritmo MPPT Incremental, aplicado ao TEG.

2.5.3 Método MPPT para TEGs

Com já foi referido, os métodos *Hill Climbing* são os mais utilizados para o controlo MPPT de TEGs, contudo, estes algoritmos foram originalmente desenvolvidos para sistemas fotovoltaicos, que apresentam uma característica elétrica logarítmica. Por outro lado, a característica elétrica dos TEGs é linear, sendo mais simples maximizar a potência através da imposição de metade de V_{oc} aos terminais do TEG. Este método denomina-se *Fractional Open-Circuit Voltage*. A utilização da tensão como variável de controlo é equivalente a utilização da corrente, visto que as duas se relacionam linearmente. Optando por esta abordagem, levanta-se um outro problema que diz respeito à obtenção do valor de V_{oc} durante o funcionamento do sistema. Um dos métodos consiste em desconectar o TEG do conversor DC/DC, periodicamente, realizando-se a leitura da tensão nesse período. A implementação deste método é simples, porém, no período em que o gerador está desconectado não existe transferência de energia para a carga. Em adição, o sistema está constantemente em regime transitório [13]. Em [14] é exposto um método de obtenção da tensão de circuito aberto, sem que seja necessário desconectar o TEG do conversor. É utilizado um conversor do tipo *Buck* com um condensador à entrada que permite, em regime estacionário, um fornecimento de corrente ininterrupto por parte do gerador. Periodicamente, a uma frequência muito inferior (dezenas de Hz) à frequência de comutação do conversor (dezenas de kHz), o condensador é desconectado e é feita a leitura da tensão de circuito aberto sempre que o *switch* do conversor não está em condução. Nestas condições, a corrente do TEG transita para zero (uma vez que não existe condensador para a absorver) e aos seus terminais aparece V_{oc} . Após a obtenção da amostra de tensão, o controlador trata de ajustar o *duty cycle* do conversor para que a tensão de

entrada se iguale a $V_{oc}/2$. Se o tempo entre amostras for muito menor que a constante térmica, este método de controlo assegura uma convergência rápida para o MPP, mesmo perante transitórios das condições de temperatura. Apesar das vantagens associadas a este método MPPT, a sua utilização está limitada a conversores com corrente de entrada descontínua, tais como as topologias *Buck* e *Buck-Boost*, não se aplicando à topologia *Boost*.

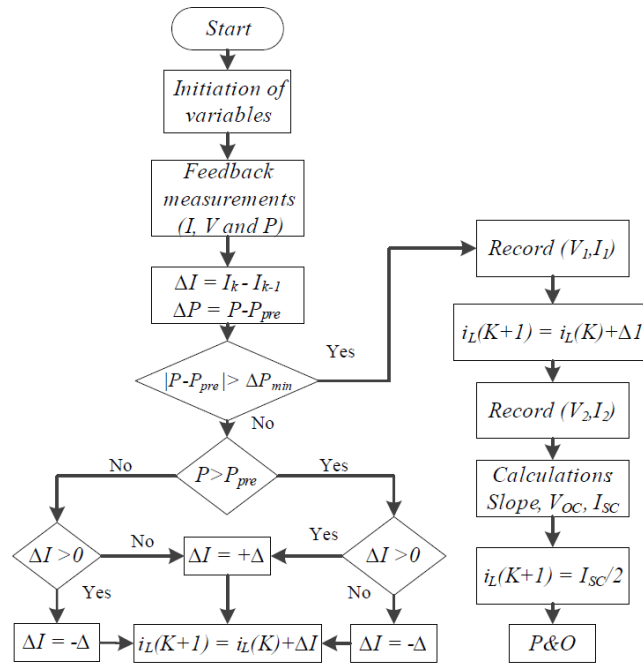


Figura 2.19: Algoritmo MPPT proposto por Z. M. Dalala [1].

Em [1] é proposto um método MPPT aplicável a qualquer topologia de conversor e que não exige que este seja desconectado do TEG para a obtenção de V_{oc} . O algoritmo, apresentado no fluxograma da Figura 2.19, divide-se em dois modos controlo: o modo de regime permanente, que consiste num controlo P&O, apenas aplicado em torno do MPP; o modo transitório, que é responsável pela determinação dos valores de V_{oc} e I_{sc} e por conduzir o sistema para o MPP. Inicialmente é obtida a variação da corrente de saída do TEG, que neste caso é a variável de controlo, e a variação da potência. Caso o valor absoluto de ΔP seja menor que um determinado parâmetro de controlo, ΔP_{min} , o MPPT é feito utilizando o método P&O, permitindo obter pequenas variações de potência em torno do MPP, através de pequenos incrementos ou decrementos da corrente. A eventualidade de uma alteração da tensão de circuito aberto, em consequência de uma variação das condições de temperatura, fará com que $|\Delta P|$ seja superior ao valor ΔP_{min} , conduzindo o algoritmo para o modo transitório. Neste modo, os valores da corrente e tensão, obtidos na última leitura, são guardados. De seguida, a corrente é ligeiramente incrementada para que possa ser feita uma nova leitura dos valores de tensão e corrente. Estes quatro valores (dois de tensão e dois de corrente) são utilizados para estimar a característica linear do TEG, obtendo-se facilmente V_{oc} e I_{sc} . Por último, é dada a referência $I_{sc}/2$ ao controlador de corrente (referência $V_{oc}/2$, caso se utilize um controlador de tensão), que garante que o ponto de funcionamento é estabelecido no MPP. A partir

deste fase é novamente o controlador P&O que entra em funcionamento.

Note-se que a corrente, referida nos métodos de controlo anteriormente descritos, corresponde a corrente de entrada do conversor, que em valor médio é igual à corrente de saída do TEG.

2.6 Carregamento de baterias de chumbo-ácido

Nesta secção será feita uma breve descrição das considerações a ter e dos procedimentos durante o carregamento de baterias de chumbo-ácido. Esta tecnologia de baterias é a mais difundida para utilização em automóveis devido à sua fiabilidade, robustez e capacidade de fornecer elevadas correntes. As baterias são constituídas por um conjunto de células ligadas em série, cada uma com uma tensão de aproximadamente 2.1V em circuito aberto e quando totalmente carregadas. Esta secção será focada na bateria de 12V, por ser a mais utilizada em aplicações automóveis. Esta é constituída por seis células, perfazendo um total de 12.6V em circuito aberto e quando totalmente carregada. Segundo [15], pode-se considerar a bateria totalmente descarregada quando esta apresenta uma tensão inferior a 11.8V.

Importa também esclarecer o conceito de estado de carga (SOC), que pode ser entendido com a razão entre a quantidade de carga útil existente na bateria e a quantidade de carga que a bateria suporta, quando totalmente carregada. Assim, um SOC igual a 50% significa que a carga útil existente na bateria é metade da que existiria com esta totalmente carregada. Note-se também que a nomenclatura frequentemente utilizada para a corrente é de C/XX , onde C corresponde à capacidade da bateria em Ah e XX representa o divisor. Dando o exemplo de uma bateria de 50Ah, uma corrente de $C/5$ é igual a 10A (50/5).

Existem três fases essenciais para o correto carregamento de uma baterias de chumbo-ácido: *Bulk*, também denominada por fase de corrente constante; *Absorção*, ou fase de tensão constante; *Flutuação*.

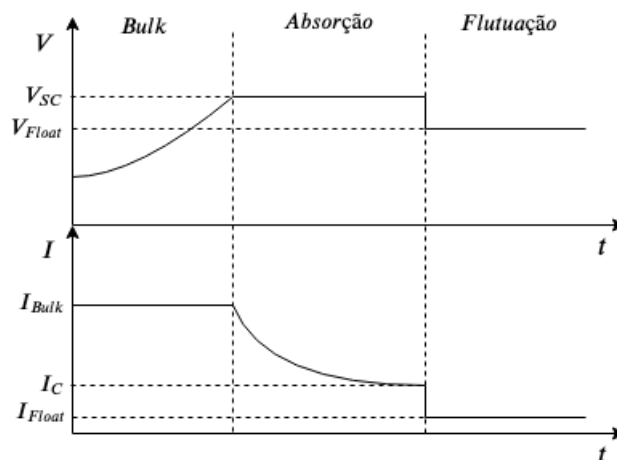


Figura 2.20: Fases de carregamento da bateria.

Bulk Esta é a fase inicial do ciclo de carga, na qual é aplicada uma corrente constante, designada por corrente de *Bulk* (I_{Bulk}). Segundo [16], esta corrente é tipicamente 10% da sua capacidade em amperes hora (Ah), porém, segundo outras fontes esta pode variar entre 5% (C/20) e 33% (C/3) desse valor [14]. O carregamento da bateria com uma corrente superior à corrente de *Bulk* reduz a carga da bateria, gera gases e provoca perda de eletrólito. A tensão da bateria sobe à medida que esta vai carregando, seguindo a curva da Figura 2.20. Ao atingir a tensão limite, designada por tensão de sobrecarga (V_{SC}), a bateria encontra-se carregada a 80%. A tensão de sobrecarga tipicamente ronda os 14.4V, [16].

Absorção Nesta fase é aplicada à bateria uma tensão constante igual à tensão de sobrecarga. Esta fase termina quando a corrente atinge I_C , deixando a bateria totalmente carregada. Segundo [15], o valor de I_C ronda 1% da capacidade em Ah.

Flutuação Nesta fase a tensão é reduzida para a tensão de flutuação (V_{Float}), cujo valor ronda os 13.6V, [15]. Consegue-se assim fornecer à bateria uma corrente de alguns miliamperes (I_{Float}), compensando as perdas internas da bateria e mantendo-a carregada.

Para além das recomendações referentes aos valores de corrente e tensão em cada uma das fases de carregamento, existem também valores máximos para a corrente ondulatória que não devem ser excedidos. O *ripple* na corrente e na tensão da bateria causam perdas adicionais por efeito Joule durante o seu carregamento. Segundo [17], o valor eficaz do *ripple* da tensão na bateria não deve exceder 1.5% de V_{Float} , durante a fase de *Bulk*, e 0.5% de V_{Float} , durante a fase de Flutuação.

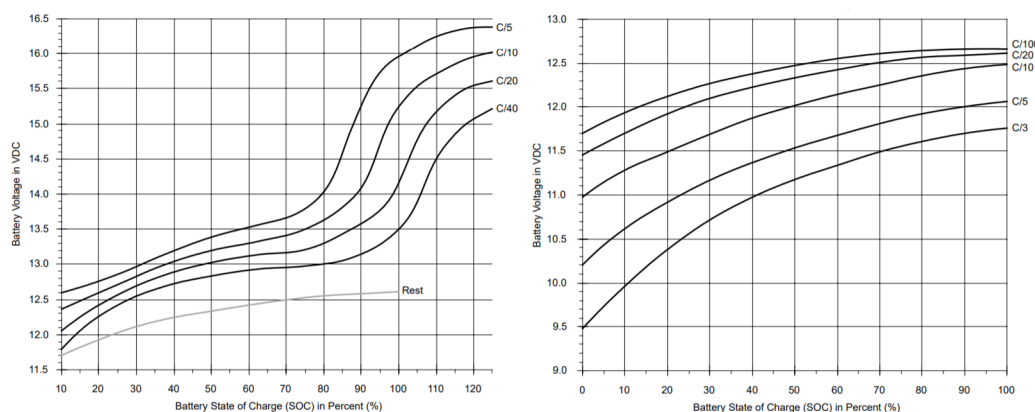


Figura 2.21: Tensão em função do estado de carga (SOC), para diferentes valores de corrente de carregamento (esquerda) e descarregamento (direita) da bateria, [18].

Como se pode observar pela Figura 2.21, a tensão que uma bateria apresenta aos seus terminais, para um determinado estado de carga, depende diretamente da corrente que por ela passa. Na figura à esquerda, que corresponde ao carregamento da bateria, pode-se observar que quando a corrente é maior, atingem-se tensões mais elevadas. Isto deve-se à queda de tensão originada na resistência interna da bateria e a outros processos eletroquímico que não serão detalhados neste documento. Este comportamento pode dar a falsa impressão de que a bateria está carregada, podendo

provocar a perda de eletrólito por alcançar prematuramente a tensão V_{SC} . Na figura da direita, que representa a descarga da bateria, observa-se o mesmo comportamento, ou seja, correntes maiores originam quedas de tensão maiores na resistência interna, levando a que a tensão medida aos terminais da bateria seja menor. A capacidade da bateria diminui também com o aumento da corrente de descarga.

2.6.1 Controlador do carregamento de baterias

Nesta secção apenas será analisado um algoritmo de controlo para o carregamento de baterias, por se julgar ser o que mais vai ao encontro dos objetivos do projeto. Este é apresentado na referência [19] e servirá como base para a elaboração do controlador do carregamento de baterias desta dissertação.

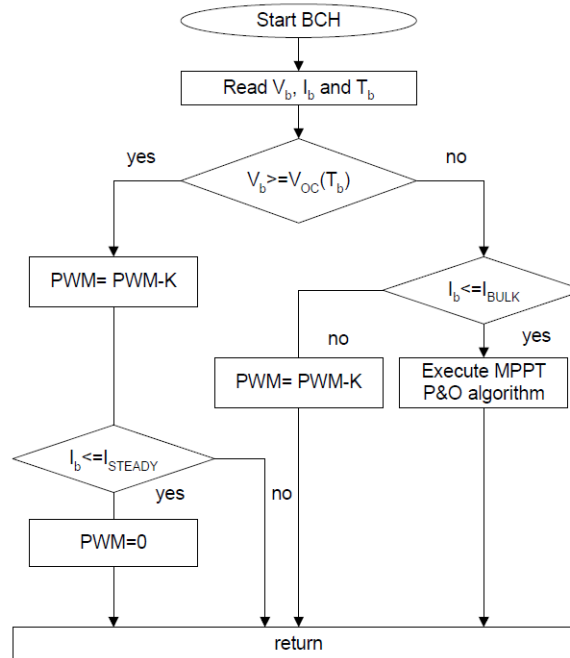


Figura 2.22: Algoritmo de controlo para o carregamento de baterias proposto por J. A. B. Vieira e A. M. Mota, [19].

O algoritmo de controlo é apresentado na Figura 2.22. Este atua diretamente sobre o *duty cycle* do conversor, não sendo necessária uma malha de controlo externa do tipo PI ou PID. Inicialmente são amostrados os valores da tensão, corrente e temperatura da bateria. Caso a tensão da bateria seja inferior à tensão de sobrecarga (V_{OC}), que depende da temperatura, significa que a fase de carregamento a impor é a de *Bulk*. Assim, a corrente da bateria é comparada com I_{Bulk} e, caso esta seja menor ou igual, é executado o algoritmo MPPT até que a corrente de carregamento seja superior à corrente de *Bulk*. Caso esta seja excedida, é feito um decremento no *duty cycle*, o que equivale a aumentar a tensão de entrada do conversor. Desta forma, consegue-se diminuir a corrente e a potência extraída da fonte e, consequentemente, a corrente de carregamento da bateria. Quando a tensão da bateria ultrapassa V_{OC} dá-se início a fase de Absorção. Nesta fase é

feito um decremento no *duty cycle* até que a corrente da bateria seja igual ou inferior a I_{STEADY} (I_{Float}), procurando manter a tensão igual a V_{OC} . Segundo o autor de [19], a fase de Flutuação não é implementada, porém, prolonga-se a fase de Absorção até que a corrente seja igual a I_{Float} , garantindo alguma compensação para as perdas internas da bateria.

Neste projeto pretende-se implementar este algoritmo de carregamento, fazendo-se as adaptações necessárias para que o controlo seja exercido sobre mais do que um conversor.

Capítulo 3

Metodologia

Neste capítulo será abordada a metodologia por detrás da conceção do sistema proposto. Começar-se-à por entender o funcionamento da componente termoelétrica do sistema, através de uma simulação exemplo efetuada para esse fim. De seguida procurar-se-à levantar um conjunto de requisitos do sistema que permitam fazer a escolha da topologia de conversor que melhor se adequa. Será feito o dimensionamento e a análise do funcionamento de dito conversor, bem como uma simulação que permita comprovar os resultados obtidos nas etapas antecedentes. Por último será proposta uma arquitetura de controlo que permita extrair a máxima potência de cada TEG, bem como controlar o carregamento da bateria e garantir o fornecimento de energia à carga.

3.1 Visão geral do sistema a implementar

Pretende-se desenvolver um sistema de aproveitamento de energia baseado em TEGs, para aplicação em veículos com motor de combustão interna.

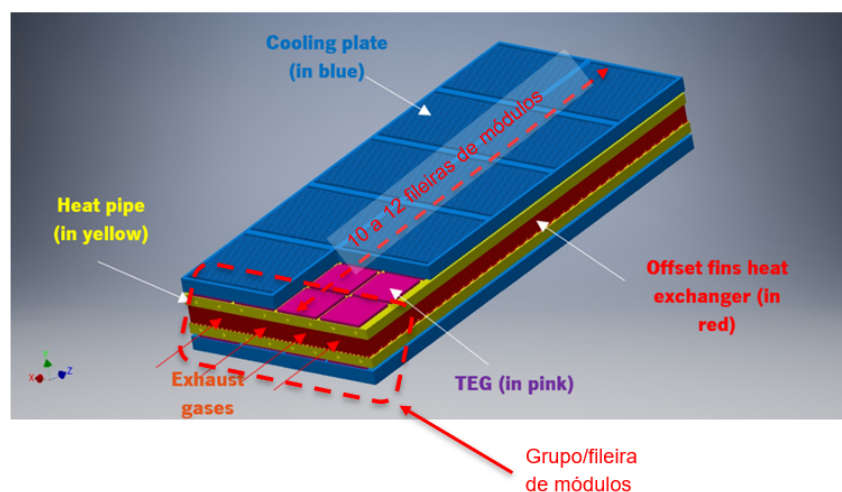


Figura 3.1: Conjunto de módulos termoelétricos.

Para isso, será utilizado um conjunto de módulos termoeletricos com a disposiçaõ apresentada na Figura 3.1. Trata-se de dois conjuntos de TEMs, dispostos em 10 ou 12 fileiras de 4 ou 6 elementos por fileira, respetivamente. Estes números dependem do modelo de TEM adotado. Os dois conjuntos encontram-se em lados opostos e em contacto com o tubo que conduz os gases de escape, que servirá como fonte de calor. Do lado oposto ao do tubo encontra-se um conjunto de placas de arrefecimento, que servirão como fonte fria. Cada conjunto de duas fileiras, colocadas em faces opostas da fonte quente, será de agora em diante denominada por TEG e servirá como fonte de alimentação a um único conversor DC/DC, ficando este responsável por fazer o seguimento do ponto de máxima potência desse mesmo TEG. Tendo em conta o que foi referido, cada TEG será constituída por 8 ou 12 TEMs. A escolha desta configuração parte do princípio de que os módulos pertencentes a uma mesma fileira, ou fileiras opostas, operam em pontos de funcionamento semelhantes, o que permite extrair a máxima potência de cada módulo, independentemente do tipo de ligação elétrica. Esta suposição será confirmada na secção que se segue, mediante uma simulação exemplificativa do TEG. Os conversores terão as suas saídas ligadas em paralelo, sendo controlados individualmente para a extração da máxima potência de cada TEG e coletivamente para o carregamento da bateria e o fornecimento de energia à carga. A bateria será de 12V e a potência elétrica consumida será a que tipicamente se pode observar num automóvel, entre 180W e 2140W, segundo [16].

3.2 Simulação dos Módulos Termoeletricos

Nesta secção será estudado com detalhe o comportamento do sistema termoeletrico perante variações de temperatura dos fluidos quente e frio, alterações da corrente elétrica e tipo de ligação elétrica entre os módulos. Para isso será feita uma simulação na ferramenta *Simulink*. O sistema a estudar corresponde ao representado na Figura 3.2. Trata-se de dois TEMs, termicamente ligados em paralelo, compreendidos entre duas condutas de alumínio, pelas quais passa um fluido de arrefecimento (água) e um fluido de aquecimento (ar quente). Entre as faces dos Módulos Termoeletricos e dos tubos é utilizada pasta térmica, favorecendo as trocas de calor. Apesar da simplicidade deste sistema, em comparação com a configuração que se pretende adotar na realidade, este permite retirar algumas conclusões no que diz respeito às constantes de tempo envolvidas, influência do efeito de Peltier no funcionamento dos módulos, comportamento perante variações de carga e tipo de ligação elétrica entre TEMs.

Na Figura 3.2 pode-se observar uma vista frontal e lateral do sistema a simular. Os blocos a cinzento correspondem às superfícies dos tubos de alumínio. A amarelo esta representada a pasta térmica. Em contacto direto com esta está o material cerâmico (Alumina) que reveste os TEMs. No centro, representado a preto e branco, estão os pares de semicondutores. O material a vermelho corresponde ao isolamento existente entre módulos, que diminui as possíveis trocas de calor que ocorrem nesse meio.

Começar-se-á por definir um conjunto de equações que caracterizam o sistema termoeletrico a estudar. Para isso importa conhecer as dimensões e algumas características físicas, térmicas e

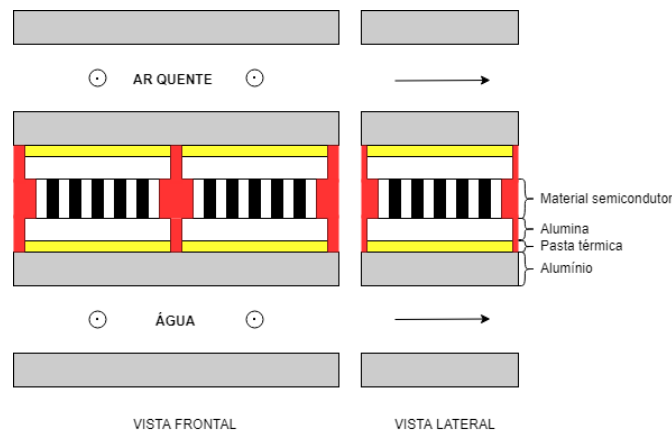


Figura 3.2: Sistema a simular.

elétricas dos materiais envolvidos. As seguintes tabelas apresentam as constantes físicas e os seus valores, sendo apenas apresentados os valores necessários para a definição das equações.

3.2.1 Dimensões

Tabela 3.1: Dimensões dos componentes do sistema

	Comprimento(m)	Largura(m)	Altura(m)	Área(m^2)	Volume(m^3)
Alumínio	80e-3	40e-3	0.01	0.0032	32e-06
Alumina (por TEM)	40e-3	40e-3	1.1e-3	0.0016	1.76e-06
Elemento semicondutor	1.5e-3	1.5e-3	1.3e-3	2.25e-06	-
Pasta térmica	40e-3	40e-3	80e-6	0.0016	-

O módulo termoeletrico considerado foi o GM250-127-14-10 da Adaptive. Todas as características físicas e elétricas foram retiradas da sua folha de características.

As dimensões dos materiais permitem calcular as suas áreas e volumes, grandezas necessárias para o calculo das capacidades e resistências térmicas dos materiais.

As dimensões do alumínio, apresentadas acima, dizem respeito às faces que estão em contacto com o TEM. De forma a simplificar o modelo, não foram consideradas as trocas de calor existentes entre as restantes faces das condutas e o meio circundante. Considerou-se também que não existia espaçamento entre os módulos e que, por isso, a área de cada uma das faces de alumínio corresponde à área de dois TEMs. A área do material semicondutor é igual à área de um elemento semicondutor multiplicado por duas vezes o número de termopares. Pela folha de características, o número de termopares é 127, pelo que a área de material semicondutor é $0.5715e-3 m^2$. Pode-se constatar que apenas cerca de 35% do TEM é ocupado pelos termopares, sendo o restante ocupado por ar. Para simplificar o modelo, as trocas de calor que se dão pelo ar presente nos interstícios foram desprezadas, uma vez que estas são muito inferiores às trocas de calor pelo material semicondutor.

3.2.2 Constantes térmicas e físicas

As constantes presentes na seguinte tabela, para os materiais que constituem o sistema a estudar, são as seguintes: Calor Específico (c), Condutividade térmica (k), Coeficiente de transferência de calor por convecção (h), Massa volúmica (ρ).

Tabela 3.2: Constantes físicas

	$c(J/(kgK))$	$k(W/mK)$	$h(W/m^2K)$	$\rho(kg/m^3)$
Alumínio	0.91e3	-	-	2700
Alumina (por TEM)	0.8368e3	-	-	3570
Elemento semiconductor	-	1.2	-	-
Pasta térmica	-	6	-	-
Água	4.194e3	-	2000	1000
Ar	1.012e3	-	100	0.524

Importa referir que se considerou que o material de isolamento térmico, a vermelho na Figura 3.2, é um isolador perfeito, ou seja, tem uma condutividade térmica igual a zero. Desta forma, todo o calor transferido da fonte quente para a fonte fria passa apenas pelos TEMs.

3.2.3 Equações que descrevem o comportamento do sistema

Nesta secção serão apresentadas as equações que descrevem o comportamento térmico e eléctrico do sistema. As letras em índice de cada uma das constantes anteriormente referidas correspondem à designação do material ao qual diz respeito dita constante: alumínio (Al), ar quente (g), material semiconductor (sm), pasta térmica (pt). O lado quente é representado pela letra h em índice e o lado frio pela letra c . A letra i significa entrada e a letra o saída. Assim, por exemplo, T_{g_o} é a temperatura do gás (ar quente) à saída do tubo.

3.2.3.1 Fluido de aquecimento - Ar quente

Como referido anteriormente, T_g é a temperatura do ar quente, em Kelvin (K), e o caudal mássico é representado por $\dot{m}$, em kg/s . A área do alumínio é representada por A .

$$\rho_g V_g c_g \frac{dT_{g_o}}{dt} = \dot{m}_g c_g (T_{g_i} - T_{g_o}) - h_g A (T_{g_o} - T_{Al_h}) \quad (3.1)$$

A equação 3.1 traduz a variação da temperatura do ar, quando este passa pelo tubo, devido à transferência de calor por convecção para o alumínio. Utilizando uma analogia eléctrica, a capacidade térmica ($\rho_g V_g c_g$), equivalente a capacidade eléctrica, multiplicada pela derivada da temperatura, equivalente à tensão, é igual à potência calorífica resultante, esta equivalendo à corrente. A potência resultante, responsável pela variação da temperatura do ar, é dada pela potência calorífica

que entra no tubo ($\dot{m}_g c_g T_{g_i}$), a qual se subtrai a potência que sai do tudo ($\dot{m}_g c_g T_{g_o}$) e a potência transferida para o alumínio ($h_g A (T_{g_o} - T_{Al_h})$).

$$T_{g_o} = \frac{\dot{m}_g c_g T_{g_i} + h_g A T_{Al_h}}{\dot{m}_g c_g + h_g A} \quad (3.2)$$

Tendo em conta que a variação da temperatura do ar à saída do tubo é muito mais lenta que as variações de temperatura dos restantes elementos do sistema, pode considerar-se que esta é igual a zero, ou seja, o primeiro membro da equação 3.1 é igual a zero. Assim, obtêm-se a equação 3.2 para a temperatura do ar à saída do tubo.

3.2.3.2 Fluido de arrefecimento - Água

De forma semelhante à apresentada anteriormente, pode-se obter as equações que descrevem a temperatura da água à saída do tubo (T_{a_o}).

$$\rho_a V_a c_a \frac{dT_{a_o}}{dt} = \dot{m}_a c_a (T_{a_i} - T_{a_o}) + h_a A (T_{Al_c} - T_{a_o}) \quad (3.3)$$

$$T_{a_o} = \frac{\dot{m}_a c_a T_{a_i} + h_a A T_{Al_c}}{\dot{m}_a c_a + h_a A} \quad (3.4)$$

Considerando também que a variação de T_{a_o} é lenta em comparação com o resto do sistema, tem-se a equação 3.4.

3.2.3.3 Faces de alumínio nos lados quente (h) e frio (c)

Nas equações que se seguem, os números 1 e 2 em índice referem-se ao TEM1 e ao TEM2. T_{h_1} e T_{h_2} são as temperaturas das faces quentes dos módulos 1 e 2, respetivamente. T_{c_1} e T_{c_2} são as temperaturas das faces frias dos mesmos módulos.

$$\rho_{Al} V_{Al} c_{Al} \frac{dT_{Al_h}}{dt} = h_g A (T_{g_o} - T_{Al_h}) - \frac{T_{Al_h} - T_{h_1}}{R_{pt}} - \frac{T_{Al_h} - T_{h_2}}{R_{pt}} \quad (3.5)$$

$$\rho_{Al} V_{Al} c_{Al} \frac{dT_{Al_c}}{dt} = \frac{T_{c_1} - T_{Al_c}}{R_{pt}} + \frac{T_{c_2} - T_{Al_c}}{R_{pt}} - h_a A (T_{Al_c} - T_{a_o}) \quad (3.6)$$

$$R_{pt} = \frac{L_{pt}}{k_{pt} A_{TEM}} \quad (3.7)$$

A equação 3.5 descreve a variação da temperatura do alumínio, no lado quente. Esta variação é resultado da acumulação de energia por parte deste metal. A energia acumulada por unidade de tempo é igual à que entra, vinda do ar quente, menos a energia que sai, que é transferida para cada um dos TEMs. Entre o alumínio e as faces de cada um dos TEMs existe pasta térmica, que impõe uma resistência térmica R_{pt} , calculada pela equação 3.7. A potência calorífica transferida do alumínio para os TEMs é igual à diferença de temperatura entre as duas superfícies, dividida

pela resistência térmica R_{pt} . Para a equação 3.6 aplica-se a mesma lógica. Na equação 3.7, L_{pt} é a espessura da pasta térmica e A_{TEM} é a área de um TEM, que é igual à área da pasta térmica.

3.2.3.4 Módulos Termoelétricos

Uma vez que as equações para o TEM1 e para o TEM2 apenas diferem no número em índice (1 ou 2), nesta secção apenas serão apresentadas as equações para o primeiro módulo.

$$\rho_{h-1} V_{h-1} c_{h-1} \frac{dT_{h-1}}{dt} = \frac{T_{Al-h} - T_{h-1}}{R_{pt}} - \dot{Q}_{h-1} \quad (3.8)$$

$$\rho_{c-1} V_{c-1} c_{c-1} \frac{dT_{c-1}}{dt} = \dot{Q}_{c-1} - \frac{T_{c-1} - T_{Al-c}}{R_{pt}} \quad (3.9)$$

$$\dot{Q}_{h-1} = I\alpha T_{h-1} + \frac{T_{h-1} - T_{c-1}}{R_{sc}} - \frac{1}{2} R_{int-1} I^2 \quad (3.10)$$

$$\dot{Q}_{c-1} = I\alpha T_{c-1} + \frac{T_{h-1} - T_{c-1}}{R_{sc}} + \frac{1}{2} R_{int-1} I^2 \quad (3.11)$$

As equações 3.8 e 3.9 descrevem as variações da temperatura das faces de alumina que envolvem o material semiconductor de cada módulo. A primeira é referente à face quente e a segunda à face fria do TEM1. Tomando como exemplo a face quente, o calor que entra é proveniente do alumínio, passando pela camada de pasta térmica. O calor é extraído da face cerâmica através do material semiconductor por condução térmica e por efeito de Peltier, tal como descrito na secção referente ao modelo do TEM.

No que diz respeito ao módulo GM250-127-14-10, consultando a folha de características constata-se que a resistência interna é R_{int} é 2.49Ω e a tensão de circuito aberto é 9.93V, para $T_h = 250^\circ C$ e $T_c = 30^\circ C$. Com estes dados e com a equação 2.1 obtém-se um coeficiente diferencial de Seebeck (α) de 0.0451 V/K. Como foi referido na secção que explica o funcionamento do TEM, a resistência interna e o coeficiente de Seebeck são variáveis com a temperatura, porém, nesta simulação os valores utilizados serão constantes. Isto deveu-se à impossibilidade de obter os valores, em função da temperatura, recorrendo à informação da folha de características ou a ensaios do módulo GM250-127-14-10.

3.2.4 Simulação

Na simulação considerou-se que a temperatura do ar quente à entrada é de $400^\circ C$ e que o caudal é 0.0035 kg/s. A temperatura da água à entrada é de $20^\circ C$ e o seu caudal é 0.19 kg/s. Estes são valores típicos de temperatura e caudal de uma pistola de ar quente e de uma torneira de água. Estes seriam utilizados como fonte aquecedora e arrefecedora caso o ensaio fosse realizado na prática. Como se pode observar pelas equações 3.5 e 3.6, o calor é transferido do fluido de aquecimento para a alumínio ou transferido do alumínio para o fluido de arrefecimento por convecção. A potência calorífica transferida depende do coeficiente de transferência de calor por

convecção (h) e da área da superfície de contacto. Pela Tabela 3.2 constata-se que o valor de h para a água é 20 vezes superior ao do ar. Isto significa que, para a mesma área de contacto e diferença de temperatura entre os fluidos e as faces de alumínio, a água consegue extrair 20 vezes mais calor do que aquele que é transferido pelo ar quente. Como já foi referido, em regime estacionário a quantidade de calor que entra e que sai do sistema é aproximadamente igual (desprezando a potência elétrica produzida), pelo que se deve verificar a igualdade presente da equação 3.12.

$$h_g A (T_{g_o} - T_{Al_h}) \approx h_a A (T_{Al_c} - T_{a_o}) \quad (3.12)$$

Caso esta se verifique e as áreas sejam iguais, a diferença de temperatura entre o ar quente e a face quente de alumínio será 20 vezes superior à diferença de temperatura entre a face fria de alumínio e a água. Devido a isto, a diferença de temperatura a que os TEMs estão sujeitos pode ser bastante inferior à diferença de temperatura entre fontes térmicas (ar quente e água), degradando a sua eficiência. Para contornar este problema procura-se aumentar a área da superfície de contacto entre o ar quente e o alumínio, através a introdução de alhetas. Neste caso, considerou-se que a área de contacto entre o alumínio e o ar quente era 3 vezes superior à área de contacto entre o alumínio e a água, ou seja, 0.0096 m^2 . Considerou-se também que todos os elementos se encontravam à temperatura ambiente (25°C) no início da simulação.

Na figura 3.3 pode-se observar a tensão e a corrente nos dois módulos, a alimentar duas cargas distintas. Inicialmente o TEM1 (vermelho) fornece a máxima potência e o TEM2 (azul) está em circuito aberto. Como seria de esperar, a tensão aos terminais do TEM2 é o dobro da tensão aos terminais do TEM1, correspondendo a tensão de circuito aberto. Aos 400 segundos o TEM2 passa a fornecer também a máxima potência, o que se traduz num aumento da corrente e numa diminuição da tensão aos seus terminais. Pode-se observar que inicialmente a variação da tensão é repentina, correspondendo à queda de tensão imposta pela resistência interna do TEM2. Numa segunda fase, observa-se que a tensão continua a descer lentamente de forma exponencial, devendo-se este fenómeno ao efeito de Peltier.

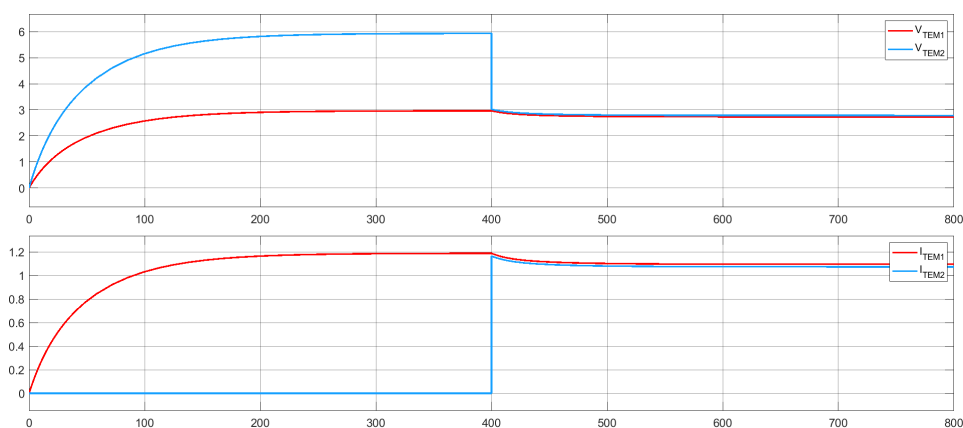


Figura 3.3: Tensão e corrente nos TEMs 1 e 2, com alterações de carga.

Na Figura 3.4 estão representadas as temperaturas das faces quente e fria de cada TEM. Como se pode observar existe uma queda considerável de temperatura desde a fonte de calor (400°C) até à superfície quente de cada módulo. Esta queda pode ser minimizada através do aumento da área de contacto com o ar quente, o que fará aumentar a temperatura da face quente dos TEMs e, como consequência, haverá um aumento da tensão de circuito aberto e da potência disponível. Observa-se também que as faces frias dos módulos estão a uma temperatura superior à da água (20°C), porém, a diferença é muito menor que a existente entre a fonte quente e as faces quentes. Isto deve-se ao elevado valor de h da água, que permite uma extração de calor a um ritmo mais rápido do que aquele que é transferido pelo ar quente.

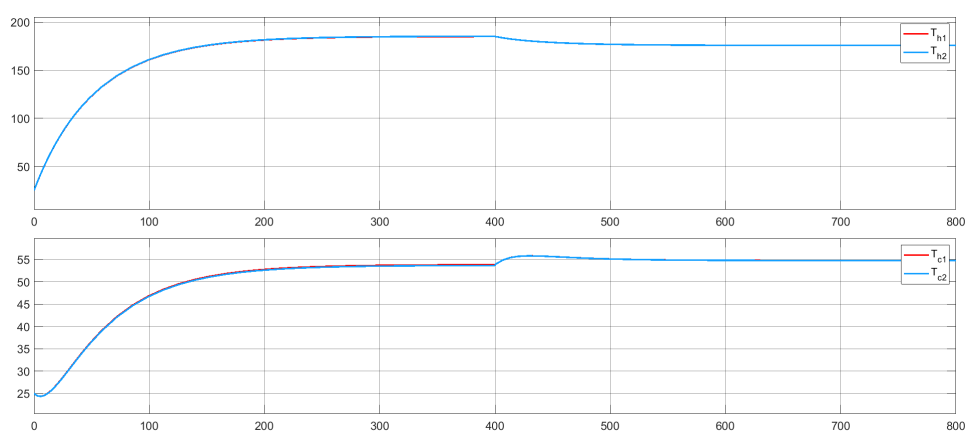


Figura 3.4: Temperatura das faces quente (T_h) e fria (T_c) dos dois TEMs.

A potência térmica transferida pelo ar e absorvida pela água estão representadas na Figura 3.5. Inicialmente o sistema encontra-se em aquecimento, pelo que a potência de entrada é superior à potência de saída. Quando o regime estacionário é atingido e a temperatura de todos os elementos é constante, a diferença entre as potências é igual à potência elétrica produzida. No momento em que se dá o aumento de carga observa-se que, devido ao aumento da corrente, existe um aumento na potência térmica transferida e absorvida, o que origina uma diminuição da temperatura da fonte quente e um aumento da temperatura da fonte fria. Isto pode ser visto também na Figura 3.4. Existe também um momento em que a potência absorvida pela fonte fria é superior à transferida pelo fonte quente, resultando numa descida da temperatura média do sistema. Daí resulta uma descida da tensão de circuito aberto dos dois TEMs.

Tal como referido anteriormente, pode-se constatar pela Figura 3.6 que no momento em que existe um aumento da carga, a tensão de circuito aberto dos dois TEMs diminui devido ao efeito de Peltier. Observe-se que dita tensão é aproximadamente a mesma para os dois TEMs, independentemente da carga aplicada. Isto deve-se ao facto de os módulos do sistema, Figura 3.2, estarem aproximadamente sujeitos à mesma diferença de temperatura, por estarem térmicamente ligados em paralelo e na perpendicular do fluxo de ar/água.

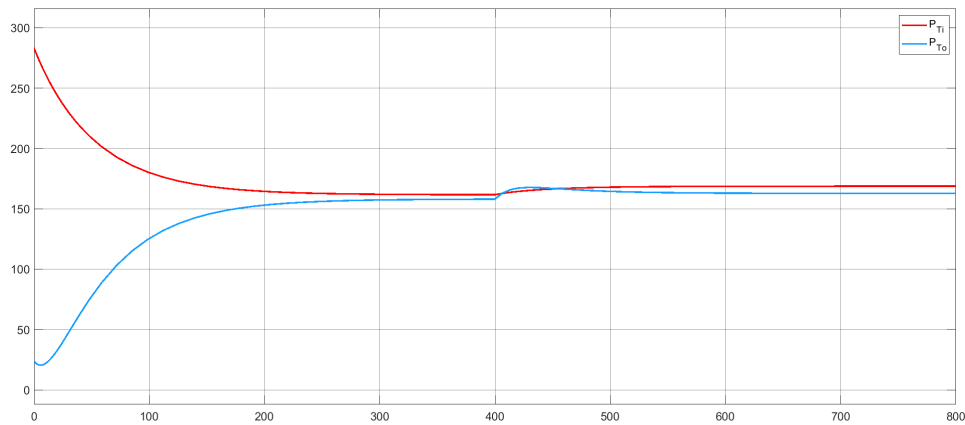


Figura 3.5: Potência térmica transferida pelo ar (P_{Ti}) e absorvida pela água (P_{To}).

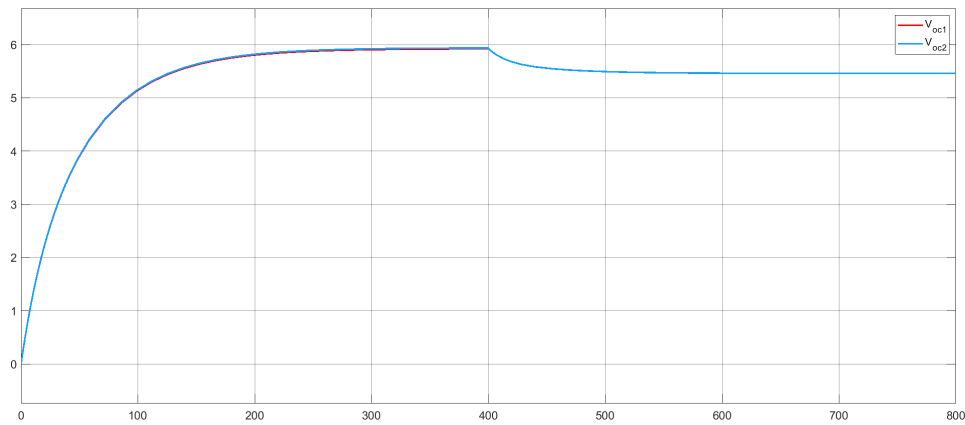


Figura 3.6: Tensão de circuito aberto dos dois módulos.

Na figura 3.7 pode-se ver a diferença entre a potência térmica transferida e absorvida ($P_{Ti} - P_{To}$) e a potência elétrica (P_E). A diferença entre a curva a vermelho e a curva a azul corresponde à potência calorífica acumulada no sistema, que dá origem a aumentos na temperatura. Em regime permanente a diferença entre a potência térmica que entra e sai do sistema tende para o mesmo valor que a potência elétrica, tal como referido anteriormente. Observa-se também que quando os dois TEMs estão em funcionamento a potência produzida pelo dois (5.982W) é inferior ao dobro da potência produzida apenas com um dos módulos em funcionamento (3.520W), o que se deve à diminuição da diferença de temperatura.

Por outro lado, o rendimento na geração de energia elétrica, Figura 3.8, aumenta com os dois módulos a operar no ponto de máxima potência (3.567%), em relação a ter apenas um dos módulos a operar nesse ponto (2.177%). Isto deve-se à proximidade entre o MPP e o ponto de máximo rendimento de um TEM, ou seja, quantos mais TEMs estiverem a funcionar longe do MPP, menor o rendimento global do sistema.

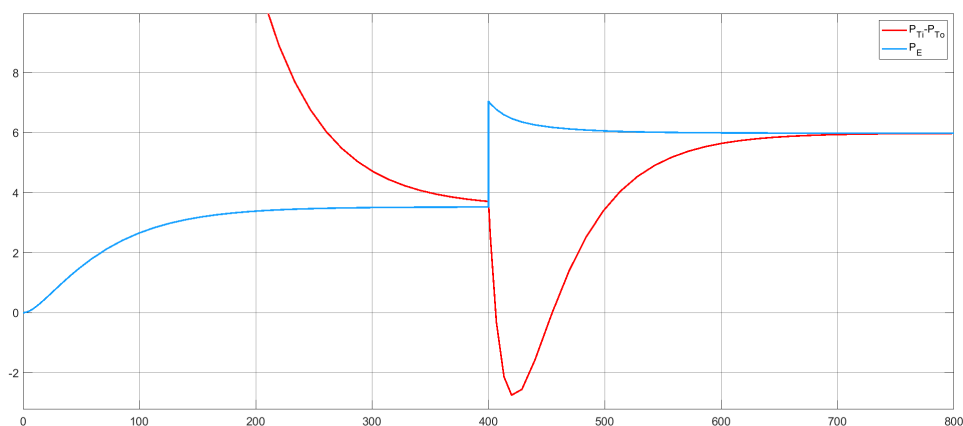


Figura 3.7: Diferença entre a potencia térmica transferida e absorvida ($P_{Ti} - P_{To}$) e a potência elétrica (P_E).

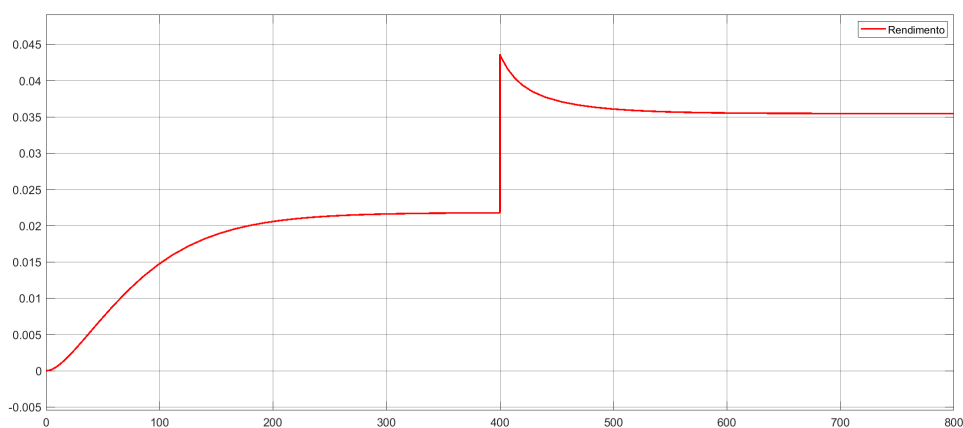


Figura 3.8: Rendimento do sistema na produção de energia elétrica.

Os seguintes resultados foram obtidos simulando os dois módulos a alimentar a mesma carga, em série e em paralelo. Para cada caso, a resistência de carga é igual à resistência interna, levando à máxima extração de potência.

Como se pode observar pelas Figuras 3.9 e 3.10 a tensão imposta à carga é superior no caso da configuração série e a corrente é superior na configuração paralela. Apesar das diferenças referidas, a potência máxima fornecida e o rendimento na produção de energia elétrica são os mesmos para os dois casos. Isto deve-se às diferenças de temperatura aplicadas aos módulos serem aproximadamente iguais, resultando em modelos elétricos de Thévenin idênticos para os dois módulos.

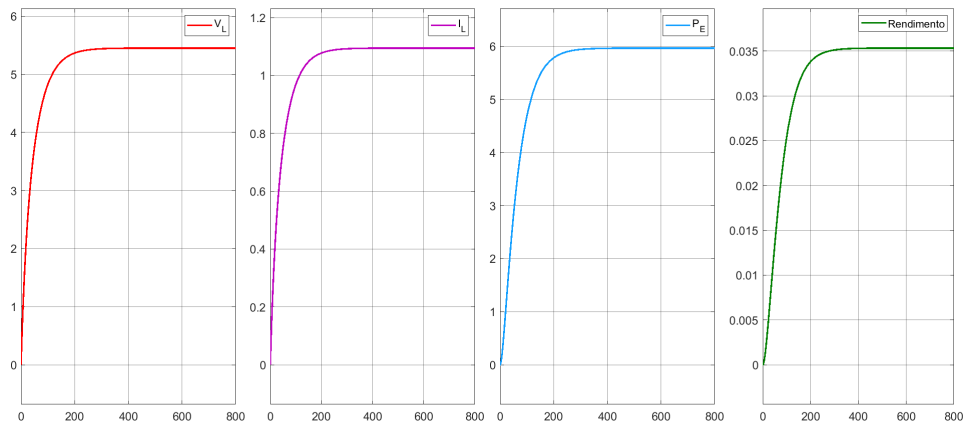


Figura 3.9: Tensão, corrente e potência consumida pela carga e rendimento na produção de energia elétrica, com TEMs em série.

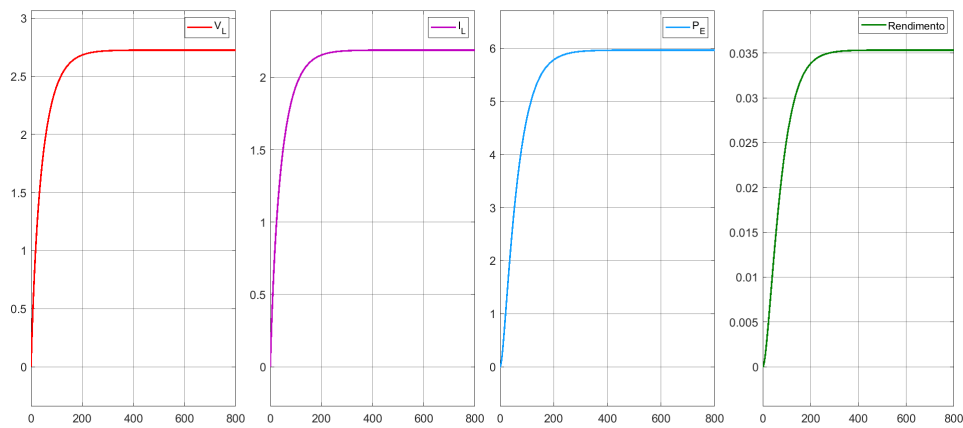


Figura 3.10: Tensão, corrente e potência consumida pela carga e rendimento na produção de energia elétrica, com TEMs em paralelo.

Com esta simulação constatou-se que não existe diferença de performance entre os dois tipos de ligação elétrica, para os módulos na configuração apresentada na Figura 3.2. Uma vez que este sistema corresponde a uma versão simplificada dos TEGs (fileira de TEMs) que servirão como fonte para cada conversor, pode-se concluir que o tipo de ligação entre os TEMs poderá ser escolhido apenas tendo em conta as especificações mais convenientes para o dimensionamento do conversor. É até possível que a configuração final dos módulos seja um misto entre séries e paralelos, sem que a potência máxima e o rendimento sejam degradados.

3.3 Escolha e dimensionamento do conversor

Nesta secção serão expostos os critérios por detrás da escolha da topologia do conversor e da sua zona de funcionamento. Será também abordado o dimensionamento e a escolha dos componentes e as perdas associadas aos mesmos.

3.3.1 Escolha do conversor DC/DC

Para a escolha da topologia do conversor é necessário ter em conta os seguintes fatores: gama de tensões de entrada e de saída, eficiência e número de componentes.

3.3.1.1 Características das fontes de alimentação (TEGs)

Começando pelas tensão de entrada, é fundamental conhecer as características da fonte que fará a alimentação do conversor. Estas dependem do tipo de TEM utilizado e da ligação elétrica escolhida. Existem TEMs com maior capacidade de corrente e menor tensão de circuito aberto e TEMs com maior tensão de circuito aberto e menor capacidade de fornecer corrente. A resistência interna das últimas tende a ser superior à das primeiras. Na ligação entre módulos, deve-se procurar um balanceamento entre o máximo valor de corrente e o máximo valor de tensão. Uma corrente muito elevada obriga a um aumento na secção dos condutores bem como a escolha de componentes que suportem tais valores de corrente de forma a diminuir as perdas por efeito Joule. Uma tensão elevada obriga também à escolha de componentes para maiores tensões, que tendem a ter um custo mais elevado. Na eventualidade de se pretender utilizar diferentes modelos de TEMs, de diferentes fabricantes, é importante garantir que as tensões, correntes e resistências internas que resultam da ligação estão de acordo com os valores para os quais o conversor foi dimensionado. Neste caso, o conversor foi dimensionado tendo em conta que poderia ser utilizado com os módulos GM250-127-14-10, GM250-49-45-25 ou HZ-14HV. Cada conversor deverá poder ser alimentado por 12 módulos GM250-127-14-10, por 8 módulos GM250-49-45-25 ou por 8 módulos HZ-14HV. A Tabela 3.3 contém as características dos três TEMs: tensão de circuito aberto; tensão em MPPT; corrente em MPPT; potência máxima e resistência interna. A temperatura do lado quente é de 250 °C e a temperatura do lado frio é 30 °C para o GM250-127-14-10 e GM250-49-45-25 e 50 °C para o HZ-14HV.

Tabela 3.3: Módulos Termoelétricos

	GM250-127-14-10	GM250-49-45-25	HZ-14HV
Voc(V)	9.93	4.1	8
Vmppt(V)	4.96	2	4
Imppt(A)	2	7.6	4
Pmax(W)	9.9	15.24	15.5
Rin(Ω)	2.49	0.26	1.1

Como se pode constatar pela Tabela 3.3, os módulos apresentam características muito distintas. Como já se constatou, a potência máxima que pode ser extraída de cada TEG é independente da ligação elétrica entre os seus módulos. Assim, a ligação deve ser feita de tal forma que os valores da tensão, corrente e resistência interna dos três TEGs sejam o mais próximos possível, garantindo-se desta forma que o conversor é dimensionado para uma gama de tensões e correntes que abrange os valores de funcionamento dos três TEGs e que não está sobredimensionado para nenhum deles. Na tabela 3.4 são apresentadas as características dos três TEGs. Considerou-se

que a ligação entre os TEMs é a seguinte: 3 paralelos de 4 em série para o GM250-127-14-10; 8 em série para o GM250-49-45-25 e 2 paralelos de 4 em série para o HZ-14HV.

Tabela 3.4: Geradores Termoelétricos

	GM250-127-14-10	GM250-49-45-25	HZ-14HV
Voc(V)	39.72	32.8	32
Vmppt(V)	19.86	16.4	16
Imppt(A)	5.98	7.43	7.75
Pmax(W)	118.8	121.92	124
Rin(Ω)	3.32	2.08	2.2

3.3.1.2 Tensões e correntes de entrada e saída do conversor

Tal com descrito na revisão bibliográfica acerca do carregamento de baterias de chumbo-ácido, para manter o bom funcionamento de uma bateria de 12V a tensão não deve chegar a valores inferiores a 11.8V. Durante o carregamento, a tensão da bateria pode atingir os 14.4V. O conversor deverá assegurar um bom funcionamento nesta gama de tensões de saída.

Segundo as configurações da Tabela 3.4, a máxima tensão de entrada à qual o conversor poderá estar sujeito é de 39.72V. Dando alguma margem, assumiu-se que o conversor deveria ser dimensionado para uma tensão de entrada igual a 50V. Por outro lado, poderão existir TEGs a funcionar em regimes de temperatura que conduzem a potências inferiores à máxima. Nestes casos, a tensão de entrada será também inferior à tensão máxima. Isto pode também se verificar quando a temperatura das fontes se encontra em transitórios. Nesses casos, o conversor deve começar a funcionar à tensão mais baixa possível, que corresponde à diferença de temperatura mais baixa, de forma a que a extração de energia do TEG se dê na maior gama de temperaturas possível. Como referido, a tensão máxima à saída do conversor (bateria) é 14.4V. A máxima relação tensão de saída/tensão de entrada de um conversor DC/DC ronda os 4, pelo que a tensão de entrada não deve ser inferior a 3.6V (14.4/4).

Utilizando uma topologia de conversor boost permite extrair potência dos TEGs a partir de uma tensão de 3.6V. Por outro lado, a máxima tensão de entrada estaria limitada aos 14.4V. Optando por uma topologia buck, consegue-se extrair potência de TEGs até tensões de 50V, porém, a tensão mínima de entrada está limitada a 11.8V. Assim, uma topologia buck-boost parece a opção indicada para esta aplicação. Apesar deste apresentar uma eficiência ligeiramente inferior às topologias buck ou boost, permite uma maior versatilidade no que diz respeito à gama de tensões para as quais se pode extrair energia dos geradores termoelétricos.

Partindo também da Tabela 3.4, pode-se observar que a corrente máxima, em MPPT, que pode ser extraída dos TEGs é 7.75A. Constata-se também que a potência máxima é 124W. Desta forma, assumiu-se que o conversor deveria ser dimensionado para uma corrente máxima de entrada de 10A, que abrange todas as corrente em MPPT. Apesar dos TEGs poderem fornecer mais corrente do que a que fornecem em MPPT, o controlador assegurará que o limite máximo de corrente do conversor não será ultrapassado. A potência máxima que o conversor deverá ser capaz de fornecer

será 150W, permitindo alguma margem entre este valor e os 124W que o TEG pode gerar. Note-se também que a corrente máxima de entrada de 10A não se poderá verificar para todas as tensões de entrada, sendo apenas possível extrair essa corrente dos TEGs até à tensão de 15V. Para tensões de entrada acima desse valor, a corrente máxima é limitada pela potência máxima de 150W. Esta limitação é feita também pelo controlador e será abordada mais adiante. A corrente mínima de entrada não deverá ser inferior a 1A, tal como será explicado adiante na fase de dimensionamento dos componentes.

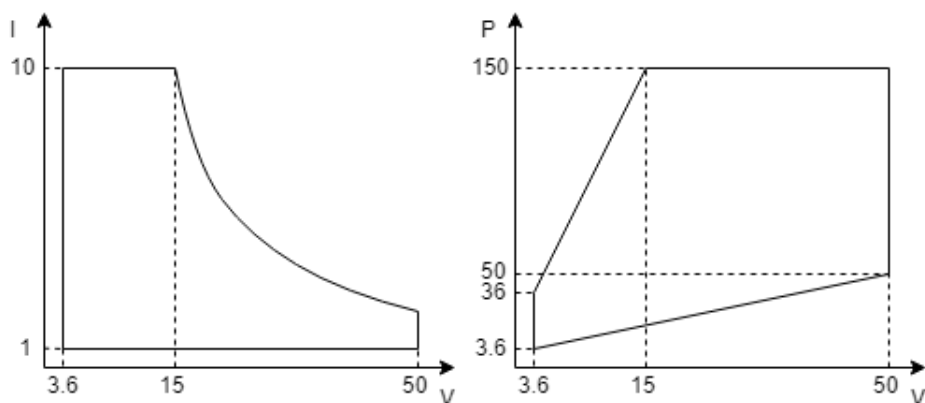


Figura 3.11: Zonas de funcionamento P/V e I/V do conversor a dimensionar.

Na Figura 3.11 estão ilustradas as zonas de funcionamento P/V e I/V do conversor a dimensionar, onde V e I são a tensão e a corrente de entrada, respetivamente, e P é a potência. É importante ressaltar que os pontos de máxima potência de cada um dos três TEGs referidos anteriormente estão inseridos na zona de funcionamento. A operação dentro dessa zona será garantida pelo controlador.

3.3.2 Dimensionamento do conversor buck-boost

Como discutido na secção anterior, a topologia de conversor DC/DC que parece mais indicada para esta aplicação é o buck-boost. Existem diversas arquiteturas pertencentes a esta topologia, porém, as duas mais utilizadas são as configurações buck-boost inversor e buck-boost não inversor.

As duas configurações referidas podem ser vistas na Figura 3.12. Tal como o nome indica, a configuração inversora inverte a tensão de saída do conversor. Na figura são apresentadas as configurações não síncronas, onde transístores são utilizados para fazer a condução *on* e díodos para fazer a condução *off*. A utilização de díodos para a condução compromete a eficiência, uma vez que estes tendem a apresentar perdas mais elevadas do que os transístores devido a uma maior queda de tensão e resistência de condução. As configurações síncronas contornam este problema substituindo os díodos por transístores, diminuindo a resistência de condução e eliminando a queda de tensão característica de um diodo. Em aplicações onde se pretende elevada eficiência deve-se optar por configurações síncronas, com a desvantagem de ser necessário controlar um maior número de transístores.

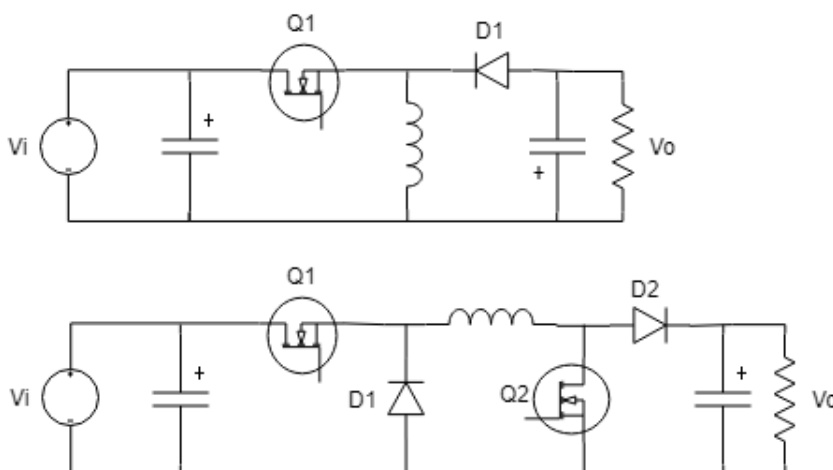


Figura 3.12: Buck-boost inversor (cima) e buck-boost não inversor (baixo).

A configuração não inversor permite três modos de funcionamento: buck, boost e buck-boost. A operação como buck implica $Q2$ sempre em aberto, $Q1$ e $D1$ a comutar alternadamente e $D2$ a conduzir continuamente. O modo de funcionamento boost consegue-se com $Q1$ continuamente em condução e $Q2$ e $D2$ a comutar alternadamente. O conversor opera como buck-boost quando $Q1$ e $Q2$ conduzem em simultâneo e alternadamente com $D1$ e $D2$. Apesar desta configuração poder funcionar apenas como buck-boost, este apresenta um maior número de semicondutores que a configuração inversora, aumentando as perdas de condução e comutação e diminuindo a eficiência. Quando opera como buck ou boost separadamente consegue-se uma maior eficiência do que com a configuração inversora, porém, exige um controlo mais complexo, que permita determinar quando o conversor deve alterar o modo de funcionamento.

Neste trabalho optou-se pelo buck-boost inversor síncrono, que permite uma eficiência entre os 90% e 95%. Tem também como vantagens o menor número de componentes, o que leva à diminuição no tamanho e no custo e à simplificação do controlador. A frequência de comutação escolhida foi $200kHz$, o que possibilita trabalhar com componentes passivos (bobina e condensadores) de menor tamanho. O transistor que melhor se enquadra nesta frequência é o MOSFET, pelo que esta será a tecnologia escolhida.

O circuito do conversor a implementar pode ser visto na Figura 3.13. O MOSFET $Q2$ conduz inversamente quando $Q1$ está em aberto. No período em que se dá a troca de comutação entre $Q1$ e $Q2$ é imposto um *dead time*, durante o qual conduz o diódo *schottky* $D1$. Este diódo é utilizado por ter uma menor queda de tensão, em comparação com o diódo intrínseco MOSFET, diminuindo as perdas de condução nesse período de tempo. Para este conversor, a relação entre a tensão e a corrente de saída e os respetivos valores à entrada são dados pelas equações 3.13, onde D é o *duty cycle*.

$$\begin{aligned} G &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} \\ \frac{1}{G} &= \frac{I_o}{I_i} = \frac{1-D}{D} \end{aligned} \quad (3.13)$$

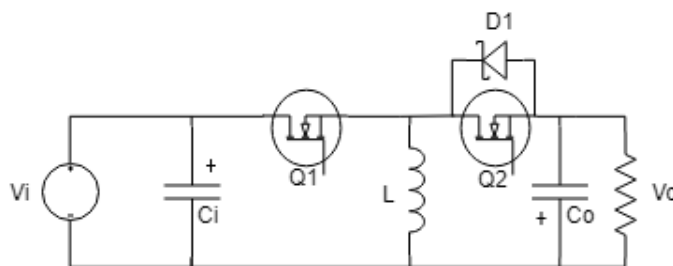


Figura 3.13: Circuito do conversor Buck-boost a implementar.

Na Figura 3.14 são mostradas as correntes de entrada e de saída da topologia buck-boost inversor. A corrente de entrada é a que passa em $Q1$ e a de saída passa em $Q2$.

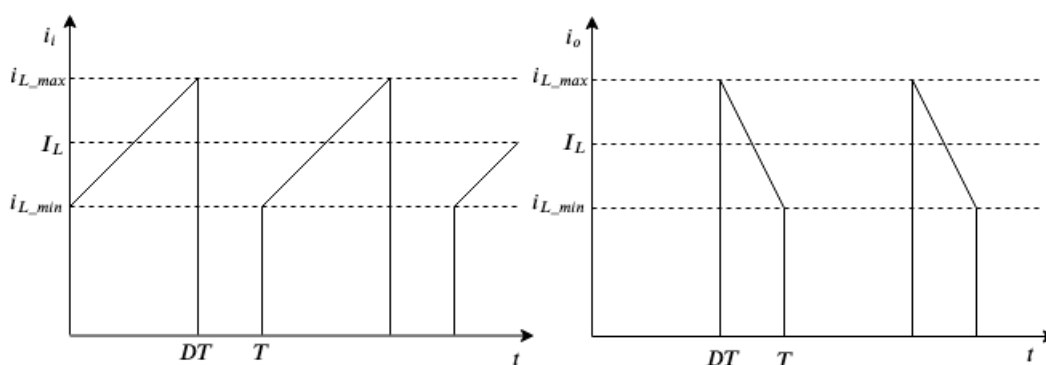


Figura 3.14: Corrente à entrada e à saída do conversor buck-boost inversor.

Nas seguintes secções segue-se o dimensionamento de cada componente do conversor.

3.3.2.1 Bobina

O dimensionamento da bobina foi feito seguindo o requisito de máximo *ripple* da corrente. Segundo [20], no caso do buck é recomendado que o *ripple* esteja entre 10% e 30% da corrente média da bobina, o que permite obter um equilíbrio entre as magnitudes da indutância e da capacitância do condensador de saída. Neste caso, uma vez que as correntes de entrada e de saída são descontínuas, o valor da indutância não tem grande influência na diminuição do valor da capacitância. Deve-se ainda ter em conta que a excursão da corrente imposta pelo *ripple* está associada aos períodos de maior e menor acumulação de energia da bobina.

$$E_{i_o} = \frac{L(i_{L_max}^2 - i_{L_min}^2)}{2} \quad (3.14)$$

Como se pode observar pela equação 3.14, a diferença entre a energia acumulada com o máximo da corrente ondulatória e a acumulada com o mínimo dessa corrente corresponde à energia que é passada da entrada para a saída do conversor em cada ciclo de comutação. A energia que está armazenada na bobina, em permanência, é garantida pelo mínimo da corrente. A razão entre a energia transferida e a energia armazenada em permanência deve ser a maior possível para que a

utilização da bobina seja eficiente, não sendo necessária uma indutância tão elevada para a mesma transferência de energia. Isto implica um aumento do (*ripple*), tendo sempre em conta as perdas magnéticas e o limite para entrada na condução descontínua.

Para o caso da bobina deste conversor, é necessário dimensioná-la de tal forma que a condução descontínua nunca ocorra. É necessário evitar este modo de funcionamento, visto que durante a fase de condução de $Q2$ existe a possibilidade da corrente na bobina passar para valores negativos, sendo esta corrente retirada da bateria. O *ripple* máximo deve ser especificado partindo da corrente mínima da bobina. Numa primeira abordagem, partiu-se do princípio que a corrente de entrada mínima seria 1A.

$$I_{L_min} = I_{i_min} + \frac{I_{i_min}}{G} \quad (3.15)$$

A corrente na bobina é dada pela soma da corrente de entrada e da corrente de saída e o seu valor mínimo pode ser calculado pela equação 3.15. Para auxiliar o processo do cálculo da indutância mínima criou-se um *script* no Matlab. Definiu-se I_{i_min} (I em maiúscula para indicar que se trata de um valor médio) igual a 1A e calcularam-se os valores de G para V_o igual a 14.4V e V_i de 3.6V a 50V, obtendo-se os maiores valores do ganho do conversor, para qualquer tensão de entrada na gama de funcionamento. Os valores mínimos da corrente na bobina são calculados para cada tensão de entrada, pela equação 3.15, utilizando-se os valores de G previamente calculados. Obtêm-se assim as correntes mínimas para qualquer tensão de entrada.

$$D = \frac{G}{1 + G}$$

$$L_{min} = \frac{V_i D T}{\Delta I_L} \quad (3.16)$$

Utilizando as equações 3.16 calculam-se os valores do *duty cycle* e da indutância mínima para cada valor da tensão de entrada. Nestas expressões, T é o período de comutação e ΔI_L é o *ripple* da corrente da bobina. Este último valor é calculado como sendo 80% da corrente mínima (I_{L_min}) para cada uma das tensões. Destes conjunto de cálculos obtém-se um grupo de indutâncias do qual se extrai o maior valor, sendo este é $22.5\mu H$. Este garante que o requisito de *ripple* é cumprido para todas as tensões e correntes de entrada e saída. Os 80% da corrente mínima foram escolhidos para que houvesse uma margem de 20% até à entrada em condução descontínua. Na prática, a margem será sempre igual ou superior a 20% para qualquer valor da corrente média da bobina.

$$I_{L_max} = I_{i_max} + I_{o_max} = I_{i_max} + \frac{P_{max}}{V_{o_min}} = 10 + \frac{150}{11.8} = 22.7119 \text{ A}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_i D T}{L_{min}} = \frac{15 \times 0.44 \times 5e-06}{22.5e-06} = 1.4677 \text{ A} \quad (3.17)$$

$$i_{L_max} = I_{L_max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 23.4457 \text{ A}$$

A corrente máxima deste elemento passivo é a soma das correntes máximas de entrada e saída.

Na equação 3.17 é calculado esse valor, obtendo-se 22.7119A. A corrente máxima de entrada é 10A e a corrente máxima de saída é a que se obtém com a potência máxima e a mínima tensão de saída. De seguida calcula-se o *ripple* da corrente para esse caso, com V_i igual à máxima tensão para a qual a corrente é 10A, ou seja 15V, e D calculado para as tensão de saída e entrada utilizadas (11.8V e 15V). O *ripple* é cerca de 6.46% da corrente média. O pico da corrente é de 23.4457A, corrente essa que tem que ser suportada pela bobina. A corrente de saturação tem também que ser superior à corrente de pico, de forma a evitar que a indutância decresça para correntes elevadas.

3.3.2.2 Condensador de entrada

O condensador de entrada serve para estabilizar a tensão de entrada, tornado-a o menos susceptível possível ao ruído introduzido pela frequência de comutação. Considerou-se que o *ripple* da tensão (ΔV_i) deveria ser mantido abaixo de 5% da mínima tensão de entrada.

$$\begin{aligned}\Delta V_{i_max} &= 0.05V_{i_min} = 0.05 \times 3.6 = 0.18V \\ C_{i_min} &= \frac{I_{i_max}(1-D)T}{\Delta V_{i_max}} = \frac{10 \times (1-0.44) \times 5e-06}{0.18} = 155.47\mu F\end{aligned}\quad (3.18)$$

Caso não se tenha em conta a ESR do condensador, a capacitância pode ser calculada através da equação 3.18. Para o calculo da capacitância mínima é necessário que D seja o menor possível, ou seja, V_o o menor possível (11.8V) e V_i o maior valor possível que garante que a corrente de entrada é 10A (15V). Esta abordagem pode ser utilizada numa primeira análise contudo, quando o valor da ESR é elevado, o *ripple* torna-se muito superior ao esperado.

$$\Delta V_i = \frac{I_{i_max}(1-D)T}{C_{i_min}} + i_{L_max}ESR = \frac{10 \times (1-0.44) \times 5e-06}{155.47e-06} + 23.4457 \times 15e-3 = 0.5317V\quad (3.19)$$

Com a equação 3.19 calcula-se o *ripple* tendo em conta um valor exemplificativo de ESR (15e-3Ω). Este é aproximadamente 14.8% de V_{i_min} , isto é, cerca de três vezes o valor desejado. Visto que existem dois parâmetros que influenciam o valor de ΔV_i , a capacitância e a ESR, existe uma grande diversidade de condensadores que podem ser escolhidos para que o requisito seja cumprido. Este assunto será novamente tratado mais adiante, na secção de escolha de componentes.

Outro fator que se deve ter em atenção no dimensionamento do condensador é o máximo valor eficaz da corrente de *ripple*. Admitindo que a corrente de *ripple* do condensador de entrada está representada na Figura 3.15, o condensador fornece corrente quando $Q1$ está em condução e absorve a corrente de saída do TEG quando $Q1$ está em aberto. O valor eficaz da corrente de *ripple* pode ser calculado pela equação 3.20. Utilizando os valores especificados em 3.20 obtém-se 11.28A como máximo valor da corrente de *ripple*. Esta deve ser suportada pelo condensador escolhido.

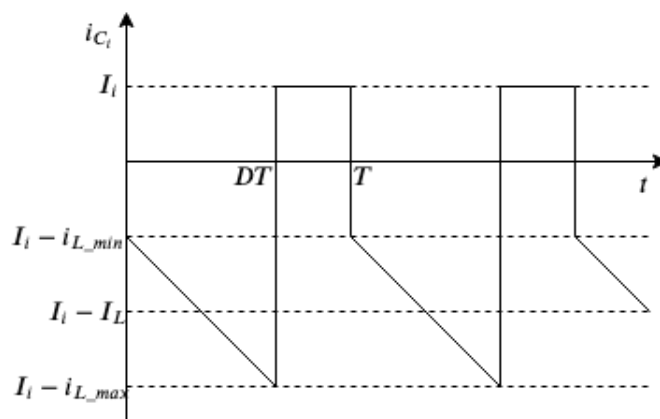


Figura 3.15: Forma de onda da corrente no condensador de entrada.

$$I_{C_{i_rms}} = \frac{\sqrt{(3i_{L_max}^2 + (-9I_{i_max} + 3i_{L_min})i_{L_max} - 9i_{L_min}I_{i_max} + 3i_{L_min}^2)D + 9I_{i_max}^2}}{3}$$

$$I_{i_max} = 10A$$

$$i_{L_max} = 23.4457A$$

$$i_{L_min} = 21.9780A$$

$$D = 0.44$$
(3.20)

3.3.2.3 Condensador de saída

O condensador de saída tem como finalidade minimizar a corrente ondulatória absorvida pela bateria. Como estudado na secção relativa ao carregamento das baterias de chumbo-ácido, não é recomendado operar a bateria com um *ripple* da tensão superior a 1.5% rms da tensão de *float* durante a fase de carregamento *Bulk* ou com um *ripple* superior a 0.5% rms da tensão de *float* durante a fase de Flutuação. Naturalmente, o *ripple* da tensão é originado pelo *ripple* da corrente e pela resistência interna da bateria.

Para este dimensionamento considerou-se o modelo mais simples da bateria, contendo apenas uma resistência e um condensador em série. Considerou-se um valor de resistência interna de $25m\Omega$, valor este que é da ordem de grandeza dos tipicamente encontrados em baterias reais. A capacitância é de $40000F$, o que equivale aproximadamente a uma bateria de $30Ah$.

Caso a carga fosse apenas resistiva este problema de dimensionamento poderia ser resolvido tal como no caso do condensador de entrada, tendo também em conta a ESR. Neste caso, uma vez que a carga é a representada na Figura 3.16, o condensador que simula a bateria impõe o polo dominante do sistema, absorvendo todas as correntes de elevada frequência. Este problema só poderia ser resolvido utilizando um condensador de saída com uma capacitância superior à da bateria ou com uma resistência série muito inferior, conseguindo-se assim que o polo dominante fosse imposto pelo condensador de C_o .

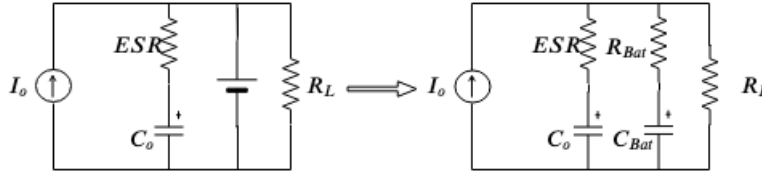
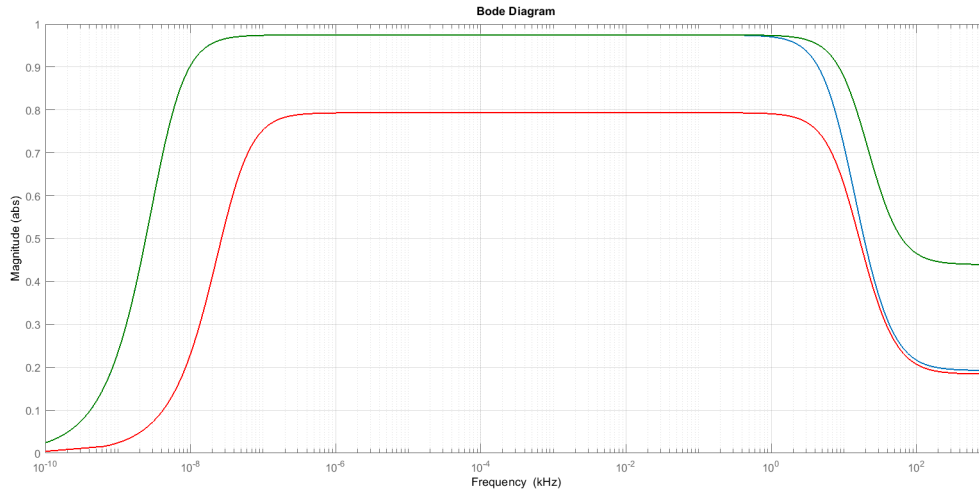


Figura 3.16: Carga imposta ao conversor.

$$\frac{I_{bat}}{I_o} = \frac{C_o \cdot C_{Bat} \cdot R_L \cdot ESR \cdot s^2 + R_L \cdot C_{Bat} \cdot s}{((ESR + R_{Bat}) \cdot R_L + ESR \cdot R_{Bat}) \cdot C_{Bat} \cdot C_o \cdot s^2 + ((ESR + R_L) \cdot C_o + C_{Bat} \cdot (R_{Bat} + R_L)) \cdot s + 1} \quad (3.21)$$

Figura 3.17: Magnitude da resposta em frequência que relaciona I_{Bat} com I_o .

A função de transferência que relaciona a corrente que entra na bateria (I_{Bat}) e a corrente I_o é dada pela equação 3.21. Na Figura 3.17 pode-se observar a resposta em frequência da função de transferência apresentada. Para obter a curva azul foram utilizados os seguintes valores: $C_o = 500\mu F$, $ESR = 6m\Omega$ e $R_L = 12^2/150$ (resistência que consome uma potência de 150W quando uma tensão de 12V é aplicada). Para a curva a vermelho os valores de C_o e ESR são idênticos aos da curva azul mas $R_L = 12^2/1500$. Para a curva verde $C_o = 200\mu F$, $ESR = 20m\Omega$ e $R_L = 12^2/150$. Pode-se contratar que em todas as curvas existe uma banda passante que corresponde às frequências que podem ser absorvidas pela bateria. Quando a carga aumenta, como é o caso a curva a vermelho, a banda passante diminui nas baixas frequências e a atenuação é também maior. Isto advém do facto de uma maior quantidade de corrente estar a ser absorvida pela carga e não pela bateria. Constata-se também que mantendo-se a carga constante e alterando os valores de C_o e ESR apenas influencia o comportamento a altas frequências. Quando C_o diminui e ESR aumenta obtêm-se atenuações menores às altas frequências. Uma vez que o objetivo é limitar a corrente de alta frequentaria na bateria, principalmente a imposta pela comutação dos MOSFETs (200kHz), a atenuação a essa frequência deve ser a maior possível. A atenuação aos 200kHz das curvas azul e vermelha é aproximadamente 0.2 enquanto que na curva verde é aproximadamente

0.45. Admitindo que o harmónico fundamental da corrente de saída (3.14) tem uma amplitude pico a pico semelhante a I_o e que o valor máximo de I_o é 22.7119A pode considerar-se esta como sendo a máxima amplitude pico a pico da fundamental. Considerando a atenuação de 0.2 e a resistência interna da bateria (25mΩ) a tensão de *ripple* tem uma amplitude pico a pico de 0.1136V e um valor eficaz de aproximadamente 0.04V. Este valor é já abaixo dos limites impostos acima, uma vez que para uma tensão de *float* de 13.6V, 1.5% e 0.5% dessa tensão corresponde a 0.2V e 0.068V, respetivamente. Estes cálculos são otimistas em relação às correntes envolvidas, uma vez que é feita uma aproximação apenas ao primeiro harmónico. Apesar dos requisitos serem cumpridos com o condensador de 500μF e resistência 6mΩ (estes valores serão explicados na fase de escolha de componentes), a corrente de *ripple* que entra na bateria tem uma amplitude pico a pico que é aproximadamente 4.5A, assumindo a aproximação ao primeiro harmónico. Como se poderá ver na secção de simulação do conversor, o valor real é ainda mais elevado. Este valor de corrente oscilatória gera perdas adicionais na bateria, bem como ruído nas amostras de tensão e corrente da bateria, necessárias para o controlador. Existem duas hipóteses que podem ser aplicadas para diminuir a corrente de *ripple*: o aumento da capacitância de saída de cada conversor ou a introdução de uma bobina de filtragem entre o condensador de saída e a bateria. Optou-se por esta ultima opção, uma vez que apenas é necessária uma bobina, independentemente do número de conversores ligados em paralelo.

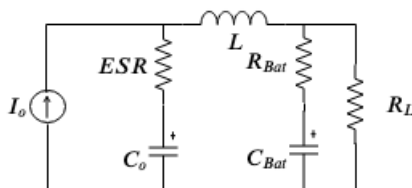


Figura 3.18: Carga imposta ao conversor com bobina de filtragem.

A configuração escolhida para a filtragem da corrente está representada na Figura 3.18.

$$\frac{I_{bat}}{I_o} = \frac{C_o \cdot C_{Bat} \cdot R_L \cdot ESR \cdot s^2 + R_L \cdot C_{Bat} \cdot s}{(L \cdot C_o \cdot C_{Bat} \cdot (R_{Bat} + R_L)) \cdot s^3 + C_o \cdot ((ESR + R_{Bat}) \cdot R_L + ESR \cdot R_{Bat}) \cdot C_{Bat} + L \cdot s^2 + ((ESR + R_L) \cdot C_o + C_{Bat} \cdot (R_{Bat} + R_L)) \cdot s + 1} \quad (3.22)$$

Neste caso, a função de transferência que relaciona a corrente que entra na bateria (I_{Bat}) e a corrente I_o é dada pela equação 3.22. A resposta em frequência está representada na Figura 3.19, utilizando os mesmos valores e código de cores da Figura 3.17. A introdução da bobina acrescenta um polo adicional ao sistema, conseguindo-se maiores atenuações para as elevadas frequência. Neste caso, obtêm-se uma atenuação de aproximadamente 0.0318 para a curva a verde e 0.0079 para as curvas a azul a vermelho. A indutância utilizada é de 0.5μF, sendo que a escolha foi feita tendo em conta que a corrente suportada e de saturação da bobina deverão ser superiores a 127.12A (I_{o_max} vezes 10 conversores). Assim, foi escolhido o maior valor de indutância comercializado para a corrente pretendida, de forma a obter a maior atenuação do *ripple*. Este valor será usado na simulação, estando suscetível a troca na implementação real.

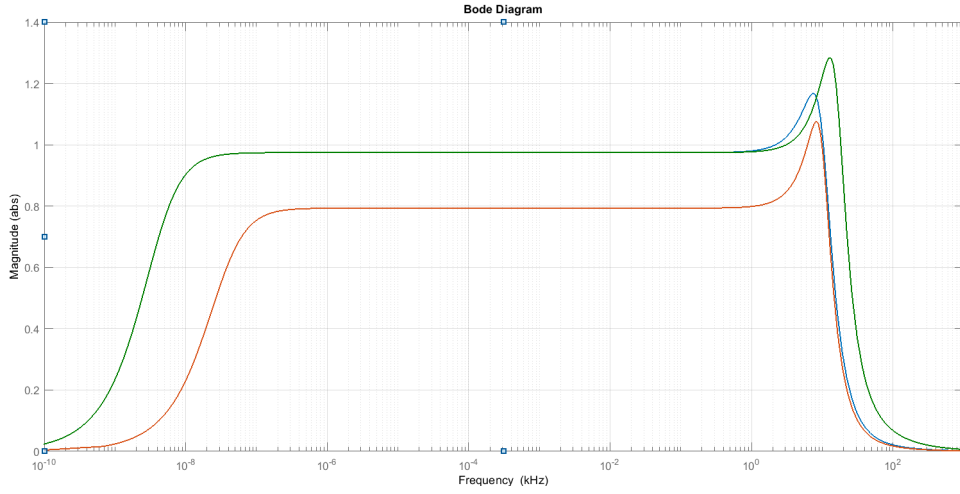


Figura 3.19: Magnitude da resposta em frequência que relaciona I_{Bat} com I_o , utilizando a bobina de filtragem.

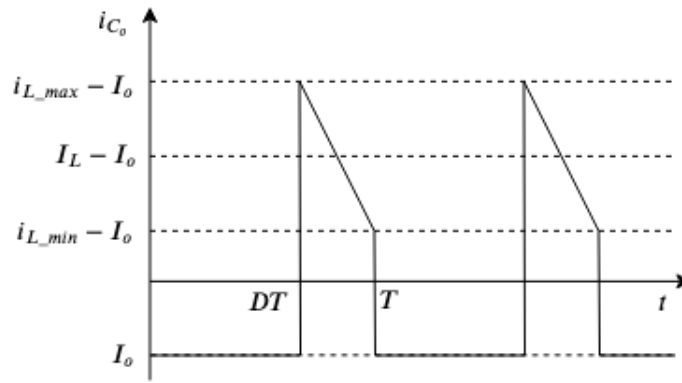


Figura 3.20: Forma de onda aproximada da corrente no condensador de saída.

$$I_{C_o_{rms}} = \frac{\sqrt{(-3D+3)i_{L_{max}}^2 + 9(D-1)(I_{o_{max}} - \frac{i_{L_{min}}}{3})i_{L_{max}} + (-3D+3)i_{L_{min}}^2 + 9I_{o_{max}}(D-1)i_{L_{min}} + 9I_{o_{max}}^2}}{3}$$

$$I_{o_{max}} = 12.7119A$$

$$i_{L_{max}} = 23.4457A$$

$$i_{L_{min}} = 21.9780A$$

$$D = 0.44$$
(3.23)

Uma vez que, utilizando a bobina de filtragem, a corrente ondulatória é praticamente toda absorvida pelo condensador de saída, a forma de onda dessa corrente é aproximadamente a mostrada na Figura 3.20. O valor eficaz dessa corrente é dado pela equação 3.23. Utilizando os valores especificados em 3.23 obtém-se também 11.28A como máximo valor da corrente de *ripple*. O condensador escolhido deve suportar este valor de corrente.

3.3.2.4 Semicondutores

A tecnologia de semicondutores escolhida é o MOSFET, para os transístores, e um díodo do tipo *schottky*. Para o correto dimensionamento destes componentes importa saber a máxima tensão a que os MOSFETs e díodos estarão sujeitos, a corrente máxima que irá percorrer cada MOSFET e o valor médio da corrente no díodo.

Começando pelos MOSFETs, a tensão máxima aplicada a cada um é a soma da máxima tensão de entrada e da máxima tensão de saída, isto é, 64.4V. Quanto à corrente máxima, esta é igual à corrente máxima da bobina, 23.4457A.

$$\begin{aligned}
 I_{i_rms_max} &= \sqrt{\left(\frac{(i_{L_max} - i_{L_min})^2}{3} + (i_{L_max} - i_{L_min})i_{L_min} + i_{L_min}^2\right)D} = 15.0731A \\
 I_{o_rms_max} &= \sqrt{\left(\frac{(i_{L_min} - i_{L_max})^2}{3} + (i_{L_min} - i_{L_max})i_{L_max} + i_{L_max}^2\right)(1-D)} = 16.9944A \\
 i_{L_max} &= 23.4457A \\
 i_{L_min} &= 21.9780A \\
 D &= 0.44
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

O máximo das correntes médias de entrada ($I_{i_max} = 10A$) e de saída ($I_{o_max} = 12.7119A$) são iguais às correntes em $Q1$ e $Q2$, respetivamente, quando o *dead time* não é considerado. As correntes eficazes máximas de entrada e saída, calculada a partir das formas de onda da Figura 3.14, são dadas pelas equações 3.24.

Em relação ao díodo *schottky*, a tensão inversa máxima será também 64.4V.

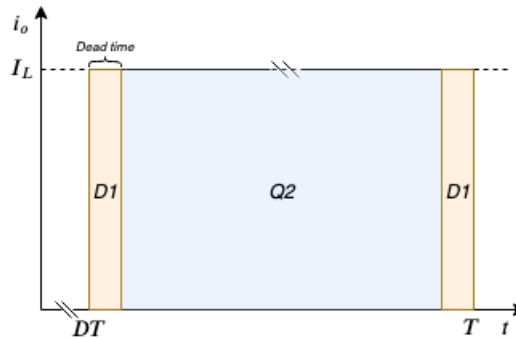


Figura 3.21: Dead Time.

O *dead time* escolhido é de 2% do período de comutação. Para o caso da máxima corrente na bobina (I_{L_max}), e para simplificar os cálculos, o *ripple* pode ser desprezado uma vez que se trata

de uma pequena percentagem da corrente média. Esta aproximação observa-se na Figura 3.21.

$$\begin{aligned}
 I_{L_rms_max} &\approx I_{L_max} = 22.7119A \\
 I_{Q1_rms_max} &= I_{i_rms_max} = 15.0731A \\
 I_{Q2_rms_max} &= I_{L_rms_max} \sqrt{1 - D - 2d} = 16.3731A \\
 I_{D1_rms_max} &= I_{L_rms_max} \sqrt{2d} = 4.5424A \\
 I_{Q1_max} &= I_{i_max} = 10A \\
 I_{Q2_max} &= I_{L_max} (1 - D - 2d) = 11.8034A \\
 I_{D1_max} &= I_{L_max} 2d = 0.9085A \\
 d &= 0.02 \\
 D &= 0.44
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

As correntes médias e eficazes de $Q1$, $Q2$ e $D1$ podem ser calculadas recorrendo às equações 3.25. Estas tem em consideração o *dead time* (d). Estes valores serão necessário adiante para estimar as perdas nos semicondutores.

3.3.3 Escolha de componentes

3.3.3.1 Componentes passivos

Como primeiro requisito para a escolha dos condensadores procurou-se que estes suportassem as máximas correntes de *ripple* acima apresentada. Optou-se por utilizar um paralelo de condensadores, tanto na entrada como na saída, uma vez que se torna difícil encontrar elementos compactos e que suportem esses valores de corrente. Os condensadores em paralelo permitem a obtenção de maiores capacitâncias, menores *ESR* e maior capacidade de corrente de *ripple*.

Para a entrada optou-se pelo paralelo de 4 condensadores EEHVS1J151V da Panasonic. Estes são condensadores eletrolíticos de alumínio-polímero, tecnologia esta que pode ser utilizada com valores de tensão muito próximos do valor estipulado. Estes apresentam também baixa *ESR* e elevada capacidade de corrente em comparação com os condensadores eletrolíticos convencionais. As características do condensador podem ser vistas na seguinte Tabela:

Tabela 3.5: Características do condensador EEHVS1J151V e do paralelo de quatro.

	EEHVS1J151V	4 em paralelo
$V(V)$	63	63
$C(\mu F)$	150	600
$ESR(m\Omega)$	15	3.75
$I_{rms}(A)$	3.5	14

Este condensador foi escolhido tendo em conta que teria de suportar uma corrente eficaz de *ripple* igual a 11.28A e tentando-se minimizar o espaço ocupado. É dada uma margem de 13V em relação ao máximo valor da tensão de entrada, de forma a garantir o bom funcionamento do

condensador. Com a equação 3.19 calcula-se o *ripple* para $600\mu F$ e $3.75m\Omega$. Obtém-se um *ripple* de 0.1346, 3.74% de V_{i_min} , cumprindo-se o requisito de *ripple* abaixo dos 5%.

Para a escolha do condensador de saída seguiu-se uma abordagem semelhante à anteriormente descrita. O condensador escolhido foi o T521X107M025AHE030 da KEMET. É um condensador eletrolítico de polímero-tântalo, tecnologia esta que permite um tamanho compacto e baixa ESR. Procurou-se a minimização do espaço ocupado, garantindo que o condensador suportava a corrente de 11.28A e que a máxima tensão de *ripple* na bateria não era excedida. Foram utilizados 5 destes condensadores em paralelo.

Tabela 3.6: Características do condensador T521X107M025AHE030 e do paralelo de cinco.

	T521X107M025AHE030	5 em paralelo
$V(V)$	25	25
$C(\mu F)$	100	500
$ESR(m\Omega)$	30	6
$I_{rms}(A)$	2.9	14.5

Este valor de capacitância e ESR foi já utilizado na fase de dimensionamento do condensador de saída, Figuras 3.17 e 3.19, uma vez que as fases de dimensionamento e escolha de componentes foram feitas em simultâneo.

A bobina escolhida foi a AGP4233-223ME da Coilcraft. As características são as seguintes:

Tabela 3.7: Características da bobina AGP4233-223ME.

$L(\mu H)$	22
$I_{rms}(A)$	24
$I_{sat}(A)$	32.8
$R_{DC}(m\Omega)$	2.95

A indutância é ligeiramente inferior aos $22.5\mu H$ calculados, não sendo esta uma diferença muito significativa. A corrente eficaz especificada é a necessária para fazer a temperatura do enrolamento subir $20^\circ C$, não representando efetivamente o máximo que a bobina suporta. Esta é superior à máxima corrente eficaz da bobina ($\sqrt{I_{i_rms_max}^2 + I_{o_rms_max}^2} = 22.7158A$). A corrente de saturação que leva a uma queda de 10% no valor da indutância é também superior á corrente máxima calculada ($i_{L_max} = 23.4457A$).

3.3.3.2 Componentes ativos

O MOSFET escolhido foi o BSC110N15NS5 da Infineon. Procurou-se obter um MOSFET de pequeno tamanho e com baixa resistência de condução, que contribui para a diminuição das perdas de condução. Optou-se também por um dispositivo com uma baixa capacitância de *gate*, o que torna possível tempos de comutação menores, diminuindo as perdas de comutação. As principais características deste semiconductor estão listadas na seguinte tabela:

Tabela 3.8: Características do MOSFET BSC110N15NS5.

$V_{DS}(V)$	150
$I_{D_{25}}(A)$	76
$I_{D_{100}}(A)$	48
$R_{DS(on)}(m\Omega)$	11

A tensão que os MOSFETs suportam é mais de duas vezes superior ao maior valor de tensão que poderá aparecer aos seus terminais ($2 \times 64.4 = 128.8V$). A corrente suportada, mesmo para temperaturas de $100^{\circ}C$, é também superior à máxima corrente calculada (23.4457A).

O diódo *schottky* escolhido foi o V15P12 da VISHAY. Este tem as seguintes características:

Tabela 3.9: Características do diódo V15P12.

$V_F(V)$	0.45
$I_{F(AV)}(A)$	3.7
$V_{RRM}(V)$	120
$R_D(m\Omega)$	10

Com este diódo conseguem-se baixas tensão de condução, diminuindo as perdas. A corrente média suportada é superior aos 0.9085A calculados e a tensão inversa máxima é aproximadamente duas vezes a tensão calculada (64.4V).

3.3.4 Perdas

Nesta secção será feita uma estimativa das perdas do conversor. Começando pelos semicondutores, as perdas por condução são máximas quando a corrente que por eles passa é a máxima. O mesmo se aplica aos componentes passivos. Ainda em relação aos semicondutores, as perdas de comutação são máximas quando se tem a maior tensão aplicada na fase de corte e a maior corrente na fase de condução. Considerou-se o caso em que $V_i = 15V$ e $V_o = 11.8V$ como sendo o que origina o maior somatório das perdas. De facto, tal como analisado anteriormente, estas são as condições que levam aos maiores valores de corrente nos semicondutores e nos componentes passivos, conseguindo-se o maior valor de perdas por condução. Por outro lado, as perdas de comutação não correspondem ao maior valor.

Antes de mais é necessário conhecer mais algumas características relacionadas com a comutação dos MOSFETs BSC110N15NS5. Estas podem ser encontradas na folha de características do dispositivo e estão apresentadas na tabela seguinte:

Tabela 3.10: Características do MOSFET necessárias para o calculo das perdas de comutação

$t_r(s)$	3.3e-9
$t_f(s)$	2.9e-9
$C_{rss1}(F)$	60e-12
$C_{rss2}(F)$	300e-12
$t_{rr}(s)$	90e-9
$Q_{rr}(C)$	92e-9
$V_{plateau}(V)$	5.8

Em adição, considerou-se que a tensão do *driver* da *gate* (V_{dr}) seria 10V e uma resistência externa de *gate* (R_G) de 3Ω , tal como recomendado pela folha de características.

$$\begin{aligned}
 V_{DD} &= 15 + 11.8 = 26.8V \\
 I_D &= I_{L_max} = 22.7119A; \\
 I_{G_{on}} &= \frac{V_{dr} - V_{plateau}}{R_G} = 1.4A \\
 t_{fv1} &= (V_{DD} - R_{DS(on)}I_D) \frac{C_{rss1}}{I_{G_{on}}} = 1.1379e - 09s \\
 t_{fv2} &= (V_{DD} - R_{DS(on)}I_D) \frac{C_{rss2}}{I_{G_{on}}} = 5.6893e - 09s \\
 t_{fv} &= \frac{t_{fv1} + t_{fv2}}{2} = 3.4136e - 09s
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

Recorrendo às equações 3.26 começa-se por calcular os tempos de descida da tensão (t_{fv}) aos terminais do MOSFET Q1, desde o máximo (V_{DD}) até ao mínimo ($R_{DS(on)}I_D$). Para isso é necessário calcular o tempo de carga de C_{rss} , que se dá no momento em que a tensão V_{DS} está a descer. Uma vez que C_{rss} é variável com V_{DS} , calculam-se os tempos de carga para C_{rss1} e C_{rss2} , que correspondem aos valores da capacitância para o máximo e o mínimo valor de V_{DS} . Por último, faz-se a média dos dois valores obtidos, obtendo-se um valor aproximado do tempo de descida da tensão.

$$\begin{aligned}
 I_{G_{off}} &= \frac{V_{plateau}}{R_G} = 1.933A \\
 t_{rv1} &= (V_{DD} - R_{DS(on)}I_D) \frac{C_{rss1}}{I_{G_{off}}} = 8.2397e - 10s \\
 t_{rv2} &= (V_{DD} - R_{DS(on)}I_D) \frac{C_{rss2}}{I_{G_{off}}} = 4.1199e - 09s \\
 t_{rv} &= \frac{t_{rv1} + t_{rv2}}{2} = 2.4719e - 09s
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

Com as equações 3.27 calcula-se o tempo de subida da tensão, quando o MOSFET está entrar na fase de corte. Este corresponde ao tempo que C_{rss} demora a descarregar. O procedimento é em

tudo idêntico ao descrito anteriormente.

$$\begin{aligned}
 E_{on_Q1} &= \frac{V_{DD}I_D(t_r + t_{fv})}{2} + Q_{rr}V_{DD} = 4.5088e - 06J \\
 E_{off_Q1} &= \frac{V_{DD}I_D(t_f + t_{rv})}{2} = 1.6349e - 06J \\
 P_{sw_Q1} &= \frac{E_{on_Q1} + E_{off_Q1}}{T} = 1.2287W \\
 P_{con_Q1} &= R_{DS(on)}I_{Q1_rms_max}^2 = 2.4992W
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Com as equações 3.28 calculam-se as perdas de condução (P_{con}) e comutação (P_{sw}) para o MOSFET $Q1$. Inicialmente calcula-se a energia envolvida na entrada e na saída de condução (E_{on_Q1} e E_{off_Q1}). Durante a fase de saída de condução não há corrente de recuperação, pelo que esta não é considerada. As perdas de comutação são calculadas pelo produto da energia envolvida na comutação e a frequência ($1/T$). As perdas de condução de $Q1$ são calculadas pelo produto da resistência de condução e da máxima corrente eficaz do transístor.

$$P_{con_Q2} = R_{DS(on)}I_{Q2_rms_max}^2 = 2.9499W \tag{3.29}$$

As perdas de $Q2$ estão representadas pela equações 3.29. Neste caso, as perdas de comutação são desprezáveis devido à existência do diodo *schottky* em paralelo, que entra em condução primeiro e deixa de conduzir depois do MOSFET. Desta forma, quando $Q2$ entra ou sai de condução, a tensão V_{DS} máxima ao seus terminais é aproximadamente igual a V_F , havendo uma comutação praticamente sem perdas.

$$P_{con_D2} = V_F I_{D1_max} + R_D I_{D1_rms_max}^2 = 0.6152W \tag{3.30}$$

Na equação 3.30 são apresentadas as perdas de condução do diodo, devido à tensão V_F e à resistência interna R_D .

$$\begin{aligned}
 P_{con_L} &= R_{DC}I_{L_rms_max}^2 = 1.5222W \\
 P_{con_C_i} &= ESR_{C_i}I_{C_i_rms_max}^2 = 0.4770W \\
 P_{con_C_o} &= ESR_{C_o}I_{C_o_rms_max}^2 = 0.7633W
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

As perdas dadas pelas equações 3.31 correspondem às perdas de condução da bobina e dos condensadores de entrada e saída.

O valor máximo das perdas totais é dado pela soma de todas as perdas calculadas anteriormente, sendo este 10.0555W. Uma vez que nas condições em que as perdas foram calculadas a potência a que o conversor está a operar é de 150W o rendimento é de aproximadamente 93.3%.

3.4 Simulação do conversor

Nesta secção serão apresentados as formas de onda mais relevante da simulação do conversor em malha aberta, de forma a averiguar se o dimensionamento foi o correto e se os requisitos foram cumpridos. As condições de teste são: $V_i = 15V$, $V_o = 11.8V$ e para isso foi necessário impor um *duty cycle* de 0.447. A diferença entre este valor de *duty cycle* e o calculado pela equação 3.16 (0.44) deve-se à introdução das resistências série dos componentes. A corrente média de entrada é aproximadamente 10A e a de saída 12.7A e a carga é de 50W.

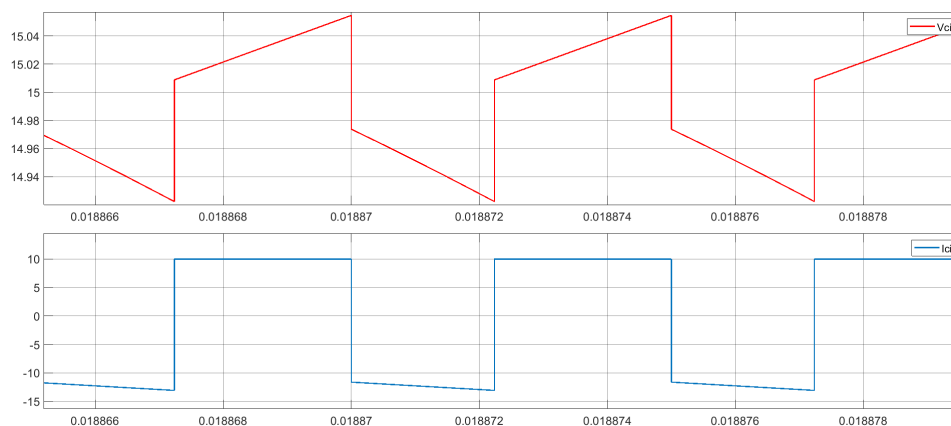


Figura 3.22: *Ripple* da tensão e corrente no condensador de entrada.

Na figura 3.22 está representada a tensão aos terminais do condensador de entrada, bem como a corrente que por ele passa. O *ripple* imposto pelo condensador de $600\mu F$ e pela resistência série de $3.75m\Omega$ é 0.1321V, aproximadamente igual ao valor calculado (0.1346V). O valor eficaz da corrente é 11.1A, também semelhante aos 11.28A calculados.

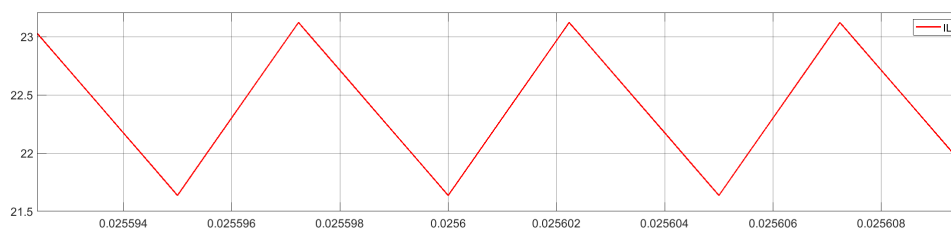


Figura 3.23: Corrente na bobina.

Nas condições de funcionamento acima referidas, a corrente da bobina é dada pela Figura 3.23. Nestas condições, os valores médio e de *ripple* obtidos foram 22.38A e 1.479A, semelhante aos calculados em 3.17(22.7119A e 1.4677A).

Na figura 3.24 está representada a corrente absorvida pelo condensador de saída. O condensador utilizado é de $500\mu F$ com uma ESR de $6m\Omega$. O valor eficaz dessa corrente é 11.15A, próximo dos 11.28A calculados.

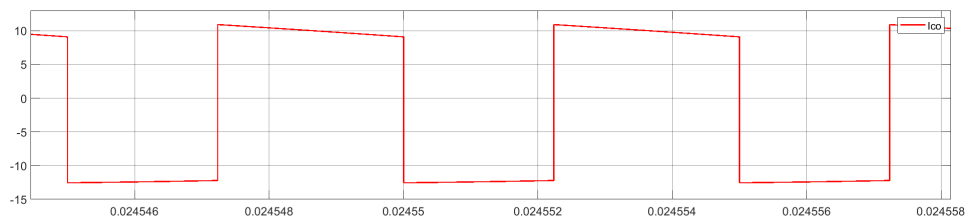


Figura 3.24: Corrente no condensador de saída.

Como referido na secção de dimensionamento do condensador de saída, utilizando os valores de capacitância e ESR acima referidos e com a bobina de filtragem de $0.5\mu H$ consegue-se uma atenuação na corrente de *ripple* da bateria de 0.0079, à frequência de 200kHz. Tendo em conta que o harmónico da corrente de saída a essa frequência tem aproximadamente uma amplitude pico a pico de 22.38A, a corrente de *ripple* atenuada que entra na bateria tem uma amplitude pico a pico de aproximadamente 0.1768A e o *ripple* da tensão é aproximadamente 4.4mV. Apesar de se esperar obter valores mais elevados na simulação, este cálculo permite ter uma estimativa da ordem de grandeza dos valores envolvidos.

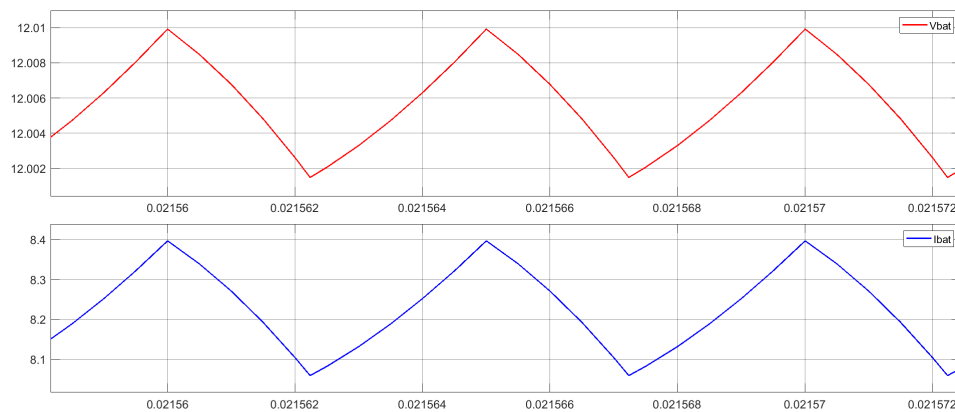


Figura 3.25: Tensão e corrente de entrada da bateria.

Na Figura 3.25 pode-se observar a tensão e a corrente de entrada da bateria. O *ripple* da tensão é 8.412mV e o da corrente é 0.3365A. Estes valores são ligeiramente superiores ao calculados acima, porém, são muito inferiores ao que seria necessário para cumprir os requisitos de *ripple* na tensão da bateria. A tensão da bateria é 0.206V superior aos 11.8V devido á corrente de 8.25A, que origina uma queda de tensão adicional aos terminais da resistência interna.

Na Figura 3.26 estão representadas as correntes nos MOSFETs. O *dead time* não foi considerado nesta simulação, pelo que toda a corrente da bobina passa por *Q2* quando *Q1* está em aberto. A corrente percorre *Q2* inversamente, pelo que a sua representação é negativa. Os valores eficazes das corrente em *Q1* e em *Q2* são 14.86A e 16.74A, respetivamente. Os valores calculados, não tendo em conta o *dead time*, foram 15.0731A e 16.9944A.

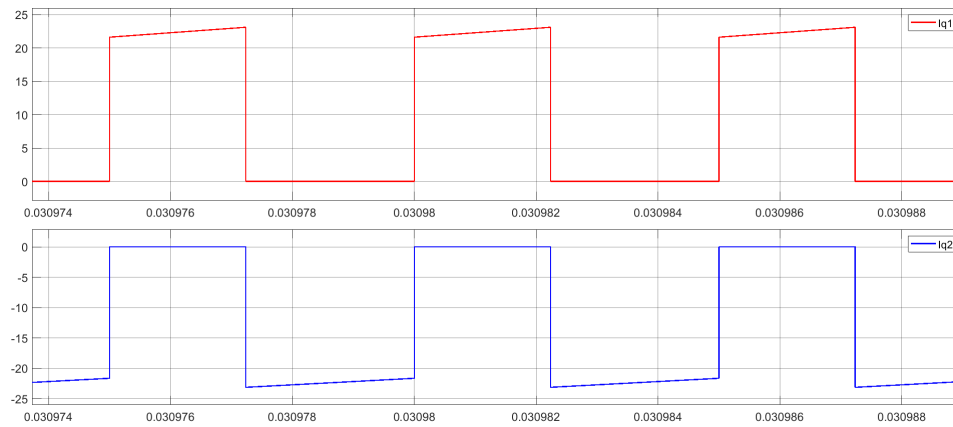


Figura 3.26: Corrente nos MOSFETs $Q1$ e $Q2$.

3.5 Controlador

Nesta secção será exposta a arquitetura de controlo adotada. No sistema a desenvolver exigem dois elementos a serem controlados: o carregamento da bateria e o funcionamento dos conversores na zona de operação especificada na Figura 3.11, procurando-se simultaneamente executar o MPPT.

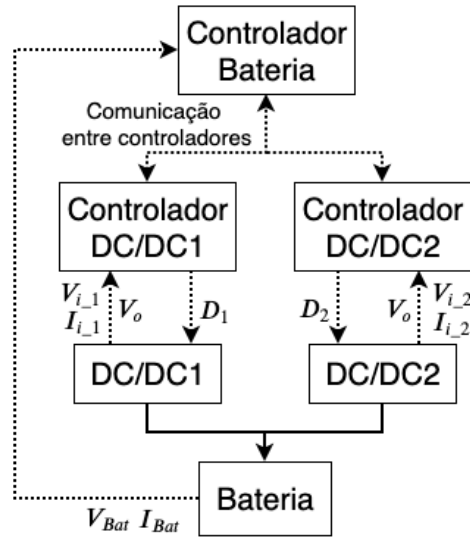


Figura 3.27: Arquitetura geral do controlador.

Desta forma, pensou-se na arquitetura de controlo apresentada na Figura 3.27. Apesar de na figura serem apenas utilizados dois conversores DC/DC e respetivos controladores, pretende-se que esta solução seja aplicável para qualquer número de conversores.

De seguida será explicado o procedimento utilizado para a conceção de cada um dos controladores.

3.5.1 Controlador do carregamento da bateria

Como explicado na secção relativa ao carregamento de baterias de chumbo-ácido (Revisão Bibliográfica), é recomendado seguir o padrão de carregamento apresentado na Figura 2.20. Tal como na solução proposta em [19], apenas serão implementadas as fases de *Bulk* e de Absorção. Esta ultima será também prolongada até se atingir a corrente $I_{Float} = 100mA$.

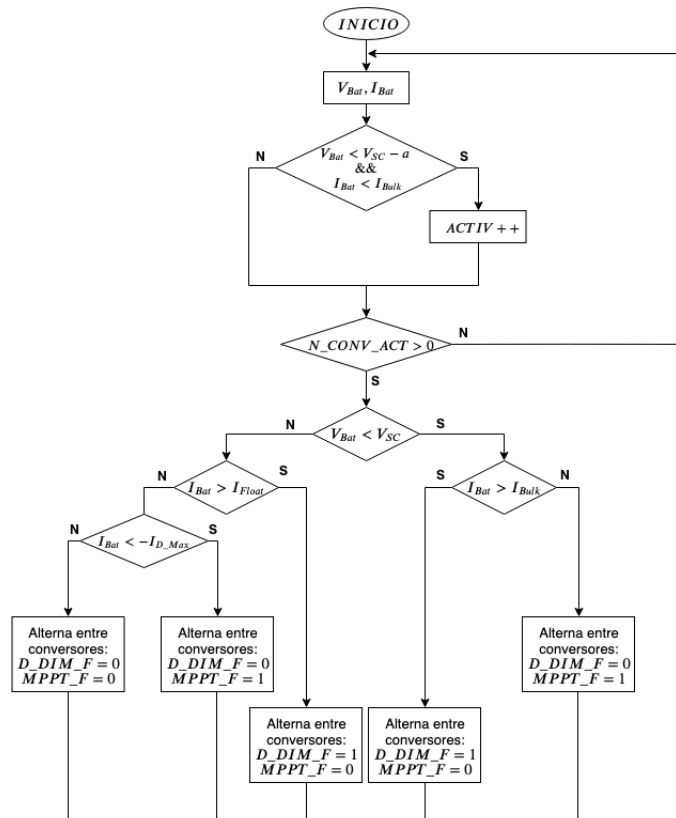


Figura 3.28: Algoritmo do controlo do carregamento da bateria.

Tal como se pode ver pela Figura 3.28, o controlador começa por amostrar os valores de tensão e corrente da bateria. Segue-se a fase de ativação dos conversores. Caso a tensão da bateria seja inferior à tensão de sobrecarga menos uma constante a e a corrente da bateria seja inferior à corrente de *Bulk* é ativado um conversor. A constante a é necessária para impedir que os conversores sejam ativados pelo *ripple* da tensão da bateria. Algo que foi omitido no fluxograma, para facilitar a sua interpretação, é o facto de os conversores só poderem ser ativados passados pelo menos 0.5 segundos desde a ultima ativação. Esta margem temporal dá a possibilidade ao ultimo conversor ativado de atingir o ponto de máxima potência, que pode ser suficiente para que não seja necessário ativar mais conversores. A ação $ACTIV++$ envia a instrução de ativação ($ACTIV$) para o controlador do conversor a ativar. Após confirmar que existem conversores ativos ($N_CONV_ACT > 0$) averigua-se se a tensão da bateria é inferior à tensão de sobrecarga e, caso a condição se confirme, executa-se a fase de *Bulk*. Nesta fase procura-se manter a corrente igual a I_{Bulk} . Caso a corrente da bateria seja inferior a I_{Bulk} , é enviada uma instrução para a execução

do MPPT a um dos conversores. Quando a corrente excede I_{Bulk} , a instrução enviada é a de decremento do *duty cycle*.

As instruções são enviadas alternadamente para cada conversor, de forma que a mesma instrução não possa ser enviada para o mesmo conversor duas vezes seguidas. Isto só é aplicável quando o número de conversores ativos é superior a um. Acrescenta-se que apenas um conversor pode receber uma instrução por ciclo de controlo. Dando um exemplo com dois conversores, caso a instrução de decrementos do *duty cycle* D_DIM_F seja enviada ao conversor 1 no ciclo 1, e a instrução de MPPT, D_MPPT_F , seja enviada ao conversor 2 no ciclo 2, no ciclo 3 o conversor 1 não poderá receber novamente a instrução D_DIM_F , por ter sido o último conversor a receber essa instrução. Assim, no ciclo 3, o conversor 1 ficará sem receber instruções e só no ciclo 4 a instrução D_DIM_F será atribuída ao conversor 2. Este procedimento impede que os conversores entrem em ciclos em que só executam a mesma instrução, por exemplo, o conversor 1 só executar instruções do tipo D_DIM_F e o conversor 2 do tipo D_MPPT_F .

Quando a tensão da bateria ultrapassa V_{SC} começa a fase Absorção. Enquanto a corrente for superior a I_{Float} é feito o decremento do *duty cycle*, procurando-se manter a tensão em torno de V_{SC} . A fase de Absorção termina quando a corrente da bateria é inferior a I_{Float} . Neste último caso a corrente pode também ser inferior à máxima corrente de descarga permitida, I_{D_Max} , originando o envio de instruções de execução do MPPT. Nos ciclos em que não são enviadas instruções ($D_DIM_F = 0$, $D_MPPT_F = 0$), os conversores mantêm o seu ponto de funcionamento inalterado desde que este se encontre dentro da zona de funcionamento (Figura 3.11).

3.5.2 Controlador do conversor DC/DC

Como referido anteriormente, cada controlador do conversor DC/DC é diretamente comandado pelo controlador da bateria. As instruções enviadas para cada controlador são o sinal para a ativação (*ACTIV*), a ordem de MPPT ($MPPT_F$) e a ordem de decremento do *duty cycle* (D_DIM_F). A ordem de ativação é dada a cada conversor, quando se pretende a ativação. Quando uma ordem de MPPT é recebida, o controlador deve executar o algoritmo MPPT, que será abordado adiante. A ordem de decremento do *duty cycle* provoca uma subida na tensão de entrada do conversor, ordem esta que é utilizada quando se pretende diminuir a potência fornecida.

Em relação às funções do controlador do conversor este deve controlar o MPPT e fazer a limitação da zona de funcionamento. Isto implica monitorizar a tensão e a corrente de entrada do conversor e também a sua tensão de saída. Com estas variáveis é possível obter o valor da potência de entrada, que é limitada a 150W. Permite também limitar a zona de operação do conversor de 1A e 10A e a tensão mínima a 3.6V. A tensão máxima não é limitada pelo controlador, porém, para os 3 TEGs analisados, a tensão nunca passará os 50V máximos.

Na Figura 3.29 pode se observar o fluxograma correspondente ao algoritmo de controlo de cada conversor. Neste está representada a ideia geral de como as instruções se interligam para que o controlo seja executado. Tal como se pode observar pela figura, este divide-se em duas partes: a responsável pela entrada em funcionamento do conversor e a responsável pelo funcionamento normal.

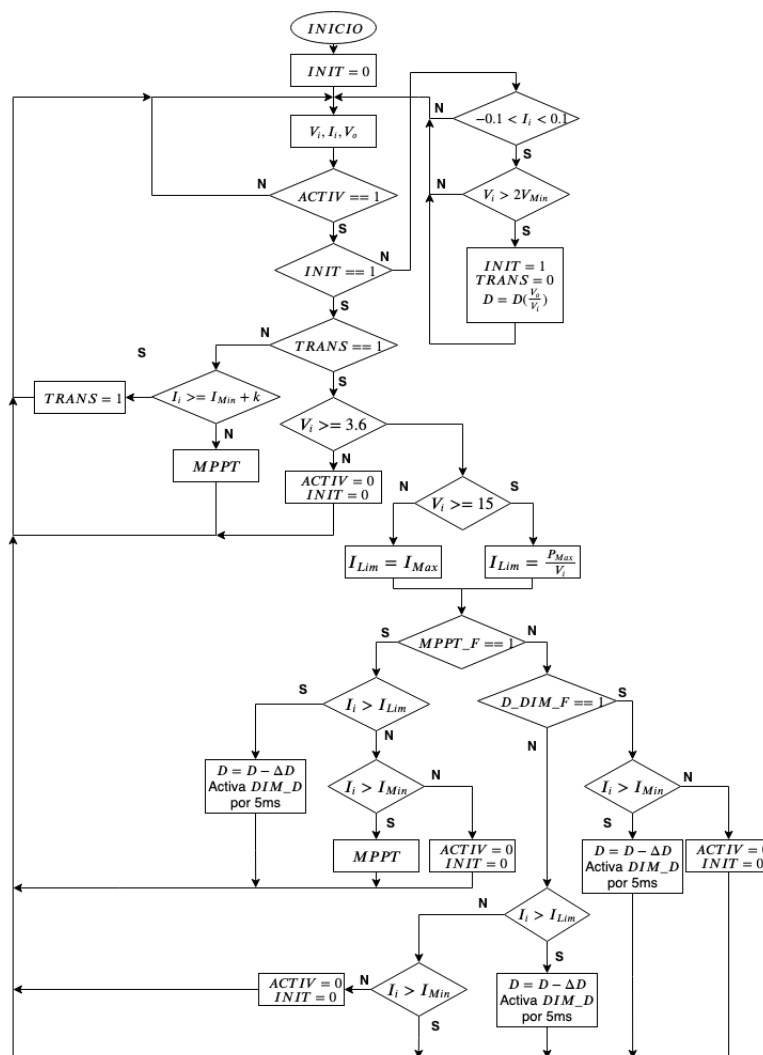


Figura 3.29: Algoritmo do controle do conversor DC/DC.

Para que a fase de inicialização comece é necessário que seja recebido o sinal de ativação *ACTIV*. A variável *INIT* indica se o conversor já passou pela fase de inicialização, fase esta prévia à entrada em funcionamento do conversor. Na inicialização deve-se garantir que a tensão de entrada é superior a duas vezes V_{Min} , 7.2V, tendo em conta que a tensão mínima do conversor é 3.6V e que o MPPT pode estar a ocorrer. Tal como se pode ver no fluxograma, a corrente de entrada (I_i) deve também estar contida entre -0.1 e 0.1, garantindo que o condensador de entrada está praticamente carregado e que a tensão de entrada é estável e aproximadamente igual à tensão de circuito aberto imediatamente antes da entrada em funcionamento. Se estas duas condições se verificarem, a variável de inicialização (*INIT*) é ativada e calcula-se o valor do *duty cycle* necessário para que o ganho seja à relação entre a tensão de saída e a tensão de circuito aberto. Isto permite que o primeiro valor da tensão de entrada seja igual à tensão de circuito aberto. Uma outra opção seria aplicar o *duty cycle* necessário para que a tensão de entrada fosse metade da tensão de circuito aberto, contudo, o degrau na tensão originaria um *overshoot* excessivo. Após esta fase o

conversor entra em funcionamento, na fase designada por transitória (*TRANS*), com o *duty cycle* anteriormente calculado. A fase transitória permite que o conversor entre em funcionamento com uma corrente superior à corrente mínima. Para isso é feito o MPPT até que a corrente de entrada seja superior à corrente mínima mais uma constante k . O valor de k escolhido foi de 0.3 e este garante que I_i é sempre superior a $I_{Min} = 1A$, mesmo perante oscilações na corrente. Ditas oscilações têm origem na resposta natural do conversor às perturbações do *duty cycle*. Importa ressaltar que caso a fase transitória não fosse implementada, haveriam situações em que o conversor seria desativado logo após ter entrado em funcionamento, devido à passagem da corrente abaixo do limite mínimo. Após a fase transitória, confirma-se se a tensão de entrada é superior a 3.6V e, caso isso não ocorra, o conversor deve ser desativado. Caso a condição anterior se verifique, passa-se pela fase de cálculo do valor da corrente limite (I_{Lim}). Para tensões inferiores a 15V esta será igual a $I_{Max} = 10A$ e para valores iguais ou superiores a 15V a corrente é limitada pela potência $P_{Max} = 150W$. De seguida verifica-se qual a instrução enviada pelo controlador do carregamento da bateria. Caso a ordem seja de MPPT este só deve ser executado se a corrente de entrada for inferior a I_{Lim} , caso contrário a corrente deve ser diminuída através do decremento do *duty cycle*. Caso a corrente seja inferior ao máximo permitido, deve-se também assegurar que é superior ao mínimo permitido e, nestas condições, o MPPT pode ser realizado. Caso a instrução enviada seja de diminuição do *duty cycle* esta também só deverá ocorrer para correntes superiores a I_{Min} , sendo o conversor desativado quando esta condição não é verificada. Se não houver instruções vindas do controlador do carregamento da bateria apenas deve-se garantir que a corrente não é superior a I_{Lim} , diminuindo o *duty cycle* nesse caso, ou inferior a I_{Min} , que levaria à desativação do conversor. O decremento do *duty cycle* (ΔD) utilizado é constante e igual a $1e-4$. A variável *DIM_D* é ativada durante 5ms após o decremento de D e o seu propósito será discutido adiante.

3.5.2.1 Algoritmo MPPT

O algoritmo MPPT utilizado designa-se por P&O modificado com perturbação adaptativa. O facto de ser adaptativo permite que a perturbação seja variável com a proximidade ao ponto de máxima potência. A designação modificado vem do facto da perturbação ser diretamente aplicada ao *duty cycle*, em contraste com o P&O convencional no qual a perturbação é feita sobre um sinal de referência. Neste último, o sinal de referência pode ser a tensão ou a corrente de entrada do conversor, que é posteriormente utilizado numa malha de controlo externa, geralmente do tipo PI. Segundo [21], o controlo direto do *duty cycle* permite diminuir a complexidade e aumenta a estabilidade do controlador, devido à ausência do PI.

Na Figura 3.30 está representado o fluxograma do algoritmo MPPT utilizado. Inicialmente começa-se por adquirir a tensão e a corrente de entrada do conversor e calcula-se a potência atual. Se esta for igual à potência da iteração anterior, não é aplicada qualquer perturbação ao *duty cycle*. Caso estas sejam diferentes, o valor da perturbação é calculado pelo algoritmo de cálculo de ΔD , que será explicado adiante. Segue-se a escolha do sentido da perturbação, que dependendo da variação da potência e da tensão de entrada em resposta à perturbação da iteração anterior. Por

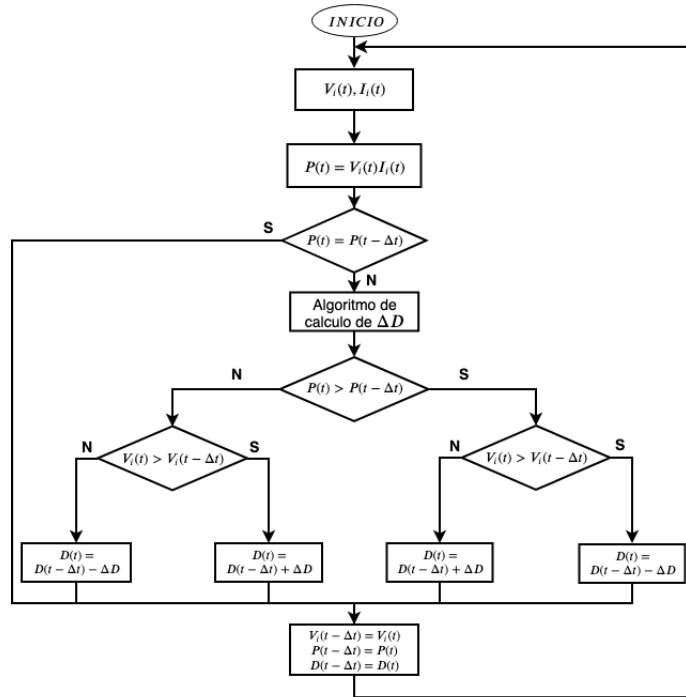
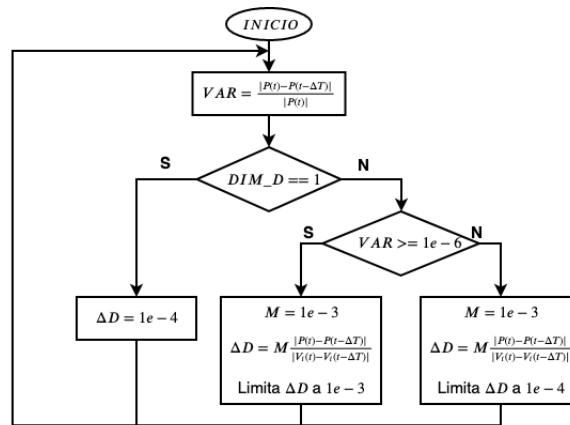


Figura 3.30: Algoritmo MPPT utilizado.

fim são guardados os valores da tensão, potência e *duty cycle* do ciclo atual, necessários para a execução do ciclo seguinte.

Figura 3.31: Algoritmo de calculo de ΔD .

Tal como foi mostrado anteriormente, existe uma etapa de cálculo do valor da perturbação, Figura 3.31. A utilização de uma perturbação constante está sempre associada a um compromisso entre a velocidade de convergência para o ponto de máxima potência e o erro de regime permanente. Assim, é vantajoso utilizar uma perturbação variável com a proximidade ao MPP.

$$\Delta D = M \frac{|P(t) - P(t - \Delta T)|}{|V_i(t) - V_i(t - \Delta T)|} \quad (3.32)$$

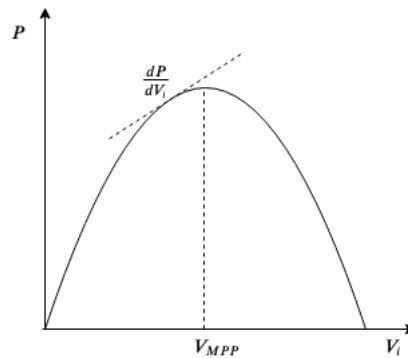


Figura 3.32: Derivada da potência em ordem à tensão de entrada.

Isso consegue-se utilizando a equação 3.32 para o cálculo do valor de ΔD . Para pequenos intervalos de tempo esta expressão aproxima-se do produto entre a constante M e a derivada da potência em ordem à tensão. Tal como se pode observar pela Figura 3.32, o valor da derivada aproxima-se de zero quando a potência tende para o valor máximo e aumenta quando a potência diminui. Inicialmente esperava-se que a utilização desta expressão de cálculo seria suficiente para garantir um seguimento do ponto de máxima potência com o mínimo erro, ou seja, oscilações mínimas. Como será demonstrado na fase de resultados isto só seria verdade caso a fonte de alimentação (TEG) tivesse uma tensão de circuito aberto constante.

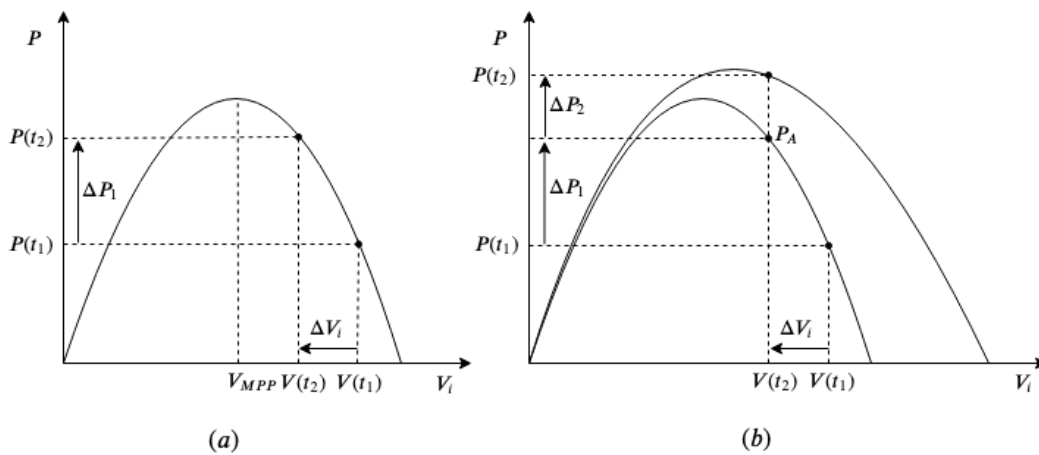


Figura 3.33: Variação da potência devido à variação do *duty cycle* e das condições externas.

Uma vez que a tensão de circuito aberto está sujeita a transitórios devido às variações de temperatura, os valores calculados pela equação 3.32 na fase transitória podem ser muito superiores aos calculados em regime permanente. Este fenómeno está demonstrado na Figura 3.33, onde se pode observar as curvas de potência em regime permanente (a) e transitório (b). Em b a diferença de temperatura entre as faces do TEG aumenta, o que se traduz num aumento da potência disponível. Perante uma variação da tensão de entrada do conversor, de $V(t_1)$ para $V(t_2)$, constata-se que em a a variação de potência é apenas derivada da variação da tensão. Aplicando a mesma variação da tensão a b obtêm-se duas variações de potência, uma que se deve à perturbação (ΔP_1) e outra que se deve à variação da temperatura (ΔP_2). A variação da tensão está diretamente relacionada

com a variação do *duty cycle*. Como se verá adiante, o aumento das perturbações do *duty cycle* dá origem ao aumento das oscilações na tensão.

$$VAR_b > VAR_a \Leftrightarrow \frac{\Delta P_1 + \Delta P_2}{P_A + \Delta P_2} > \frac{\Delta P_1}{P_A} \quad (3.33)$$

No algoritmo de cálculo de ΔD começa-se por obter o valor relativo entre a variação da potência e a potência atual (VAR). Este valor é sempre maior durante o regime transitório da temperatura do que em regime permanente. É possível constatar este facto através da equação 3.33, onde a e b fazem referência à figura anterior. Este valor é posteriormente utilizado para averiguar a rapidez do regime transitório. Caso VAR esteja acima de $1e-6$ considera-se que o transitório é rápido e no caso de VAR ser inferior a $1e-6$ o transitório é lento ou inexistente. Esta não é a única finalidade da variável VAR , uma vez que esta permite também detetar a proximidade ao MPP, podendo-se alterar o limitador da perturbação em função disso.

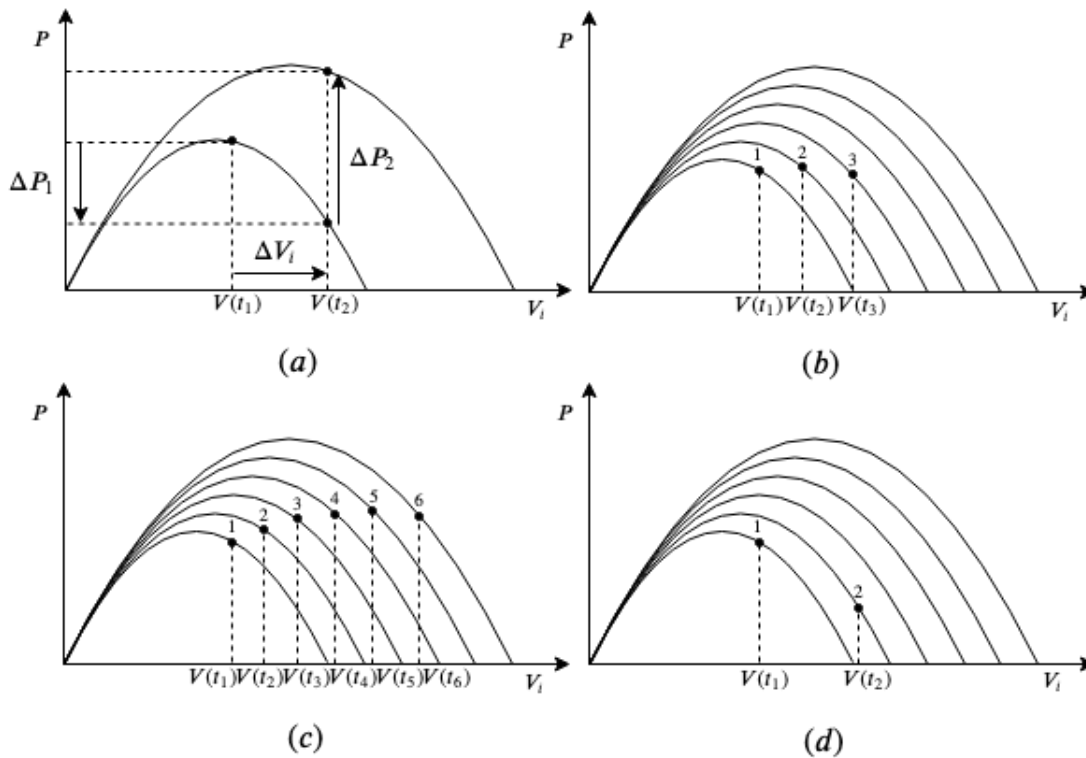


Figura 3.34: MPPT durante transitórios, para diferentes valores de perturbação.

Como já foi referido na Revisão Bibliográfica, na secção acerca do MPPT P&O, este algoritmo tem dificuldade em fazer o seguimento do MPP perante alterações das condições externas (temperatura). Pela Figura 3.34 (a) pode-se comprovar que é necessário que ΔP_1 seja superior, em módulo, a ΔP_2 para que a variação total da potência ($\Delta P_1 + \Delta P_2$) seja negativa, levando à inversão do sentido da perturbação. Em b, c e d estão representados graficamente três transitórios

da potência e o seguimento do MPP. Nas três figuras, os tamanhos das perturbações ΔV_i são diferentes e estas afastam o ponto de funcionamento do ponto de máxima potência. Isto acontece até que ocorra uma iteração em que a potência é inferior à potência da interação anterior. Em *b* observa-se que só ao final de duas iterações ($V(t_1) - > V(t_2) - > V(t_3)$) é que se consegue uma potência menor que a do ciclo anterior. Isto fará com que a perturbação se dê no sentido contrário, aproximando-se do MPP. Quando se diminui o valor da perturbação (*c*) observa-se que o número de iterações aumenta, até que a potência seja menor que no ciclo anterior. Isto provoca oscilações de elevada amplitude e baixa frequência em torno do MPP. Já o aumento do valor da perturbação (*d*) faz com que o controlador rapidamente se aperceba de que está a fazer o seguimento no sentido errado, porém, elevados valores de ΔV_i , ou ΔD , podem originar oscilações de elevada amplitude e frequência em torno do MPP. Justifica-se assim a utilização de um limitador de ΔD na fase transitória, como forma de diminuir as oscilações originadas pelo MPPT. O limitador utilizado na fase transitória é $1e-3$, obtido experimentalmente. Em regime permanente de temperatura, e nas proximidades do MPP, conseguem-se valores de ΔD muito menores do que $1e-3$ pelo que, neste caso, a perturbação é limitada a $1e-4$ de forma a diminuir as transições abruptas que possam existir durante o regime permanente. Estes casos serão demonstrados no capítulo de resultados. Concluindo, o seguimento do ponto de máxima potência, na fase transitória, resulta num elevado valor de *ripple* da tensão, devido ao maior valor da perturbações do *duty cycle*. As duas opções existentes para diminuir o *ripple* seriam: aumentar o valor de *M* durante a fase transitória ou limitar o valor da perturbação. Neste caso optou-se por utilizar um valor constante para *M* ($1e-3$) e limitar o valor de ΔD a $1e-3$ durante o transitórios e $1e-4$ em regime permanente.

Ainda no que diz respeito ao fluxograma da Figura 3.31, existe uma outra variável, denominada *DIM_D*, que é ativada durante 5ms após a diminuição do *duty cycle*. Enquanto esta variável estiver ativa o valor da perturbação é $1e-4$. Tal como se poderá comprovar no capítulo de resultados, esta ação diminui o *ripple* das tensões e correntes do conversor quando este está a funcionar fora do ponto de máxima potência. O conversor pode operar fora do MPP quando se limita a sua corrente de entrada, a potência ou a corrente de entrada da bateria. Estas três operações são asseguradas pelo controlador do conversor DC/DC e implicam o funcionamento do MPPT e do decremento do *duty cycle* de forma alternada. Experimentalmente, constatou-se que utilizando perturbações do MPPT com o mesmo valor do decremento do *duty cycle* ($1e-4$) conduzia ao menor *ripple*.

Resta esclarecer um tópico relacionado com a perturbação do *duty cycle* em conversor com característica não linear.

Partindo das equações 3.13, constata-se que a curva característica que relaciona $1/G$ e *D* é dada pela Figura 3.35. Assumindo que a tensão V_o é constante no intervalo de tempo de alteração do *duty cycle*, devido à variação lenta da tensão da bateria, pode-se observar que duas variações de *D* com o mesmo tamanho conduzem a variações diferentes da tensão de entrada do conversor. Este é também um dos motivos da utilização de limitadores da perturbação do *duty cycle*, uma vez

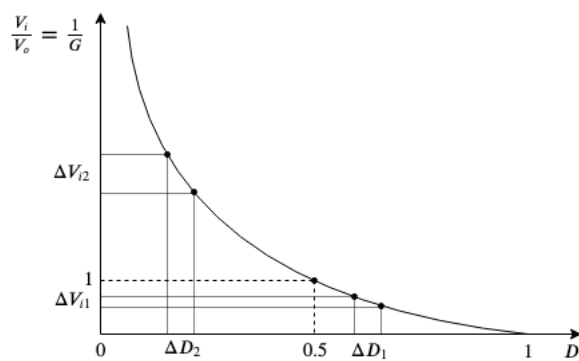


Figura 3.35: Curva característica que relaciona $1/G$ e D .

que um ΔD não limitado na zona de maior declive poderia levar ao rápido crescimento de V_i até que este atingisse a tensão de circuito aberto.

Capítulo 4

Resultados da simulação final

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos na simulação de dois conversores, utilizados para carregar uma bateria. Os conversores utilizados são idênticos ao dimensionado e simulado no capítulo anterior. Para simular a bateria foi utilizado novamente o modelo do condensador e resistência em série. Esta simulação é feita com os conversores a operarem em malha fechada, isto é, utilizando os controladores do conversor e do carregamento da bateria.

Importa reter que a realização da simulação dos módulos termoeletrônicos tinha também como objetivo a sua utilização na simulação dos conversores, como fonte de alimentação. Infelizmente, devida a incompatibilidade dos tempos de simulação, não foi possível juntar as duas simulações. Desta forma, foram utilizadas fontes de tensão controladas com uma resistência em série para simular o comportamento dos TEGs.

4.1 Escolha da frequência de controlo

O *software* utilizado para a simulação foi o *Simulink* e os controladores foram implementados recorrendo ao bloco *MATLAB Function*. Este permite utilizar a linguagem de programação *MATLAB*, que se assemelha ao C, tornando mais versátil a implementação dos controladores. Esta abordagem tem também a vantagem de, posteriormente, facilitar a passagem dos algoritmos de controlo para um microcontrolador. Tendo em vista que futuramente se pretende obter uma implementação física, procurou-se simular os controladores com um tempo de execução próximo ao que poderá vir a ser utilizado na implementação real. Algo que se constatou foi que a utilização de um algoritmo MPPT P&O modificado exige uma frequência de execução superior à gama de frequências normalmente utilizadas com o P&O convencional.

Tipicamente, a frequência de execução do algoritmo P&O convencional ronda as unidades ou dezenas de hertz, pelo que inicialmente executou-se o controlador a uma frequência de 50Hz. Na Figura 4.1, a vermelho, pode-se observar a tensão de entrada de um dos conversores a executar o algoritmo MPPT modificado a dita frequência. Os limitadores utilizados para a perturbação foram $1e-3$ e $1e-2$, para o regime permanente e transitório, respetivamente, e o valor da variável M é $2e-3$.

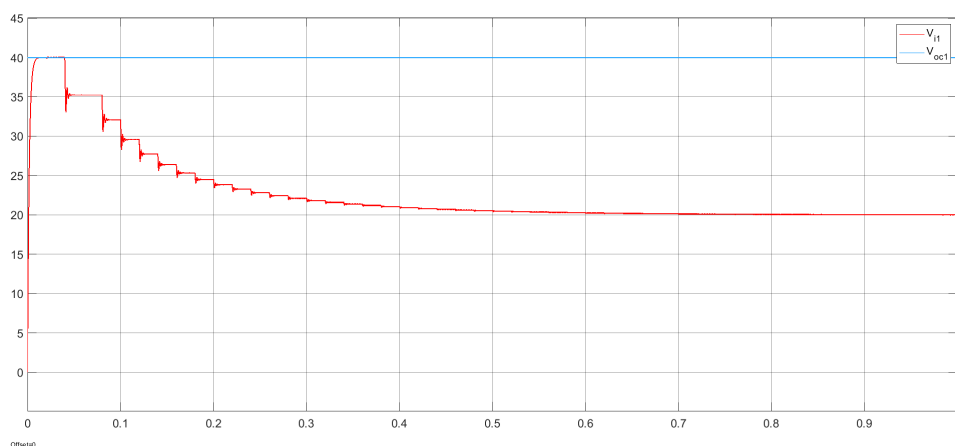


Figura 4.1: Seguimento de máxima potência a 50Hz.

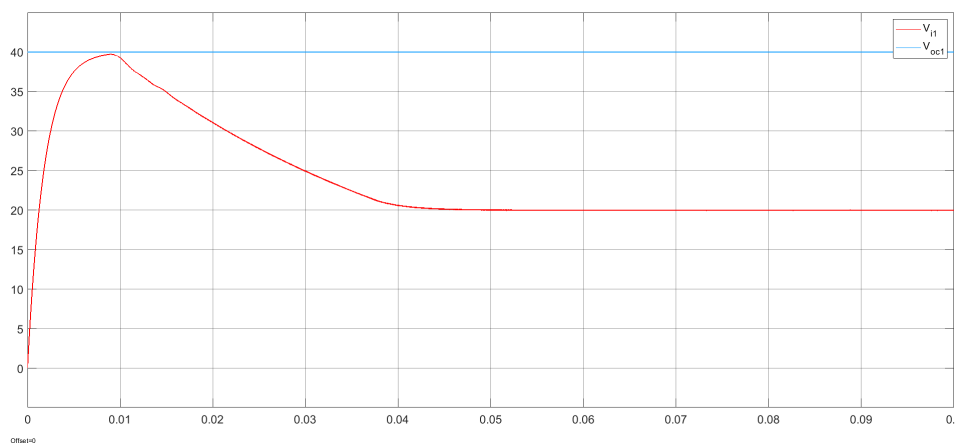


Figura 4.2: Seguimento de máxima potência a 5kHz.

Na Figura 4.2, a vermelho, pode-se observar a tensão de entrada de um dos conversores a executar o algoritmo MPPT modificado à frequência de 5kHz. Os limitadores utilizados foram os indicados no fluxograma da Figura 3.31, $1e-4$ para o regime permanente e $1e-3$ para os transitórios e M é igual a $1e-3$. Tal como se pode observar pelas Figuras 4.1 e 4.2, utilizando uma frequência de comutação menor exige que as perturbações sejam de maior valor, para que o seguimento do ponto de máxima potência seja o mais rápido possível. Este fator não é um problema para o algoritmo P&O convencional, visto que a malha externa de controlo (PI) amortece as perturbações em degrau. Por outro lado, o algoritmo P&O modificado atua diretamente sobre o *duty cycle*, com perturbações em degrau. Estas são aplicadas diretamente sobre o conversor, fazendo com que a tensão de entrada oscile momentaneamente à frequência natural do conversor e gerando *overshoot*. A magnitude das oscilações aumenta com o aumento da perturbação, pelo que é preferível utilizar perturbações menores e frequência maior. Nas simulações que se seguem neste capítulo, os algoritmos de controlo são executados a uma frequência de 5kHz.

4.2 Controlador do conversor DC/DC

Para comprovar o correto funcionamento do controlador do conversor DC/DC foi simulado apenas um dos conversores, visto que o comportamento que se espera obter é igual nos dois conversores. Em muitas das simulações será utilizada uma tensão de circuito aberto de 40V e uma resistência da fonte de $3\ \Omega$, tendo como base a máxima tensão que o TEG poderá fornecer e os valores de resistência presentes na tabela 3.4. A capacitância equivalente da bateria é 4000F e a tensão aos seus terminais 14V. Nas simulações em que os valores diferirem dos aqui apresentados, tal será indicado.

4.2.1 Tensão de circuito aberto constante

Pela Figura 4.2 constatou-se o correto seguimento do MPP, uma vez que a tensão de entrada do conversor (V_i) corresponde a metade da tensão de circuito aberto (V_{oc}).

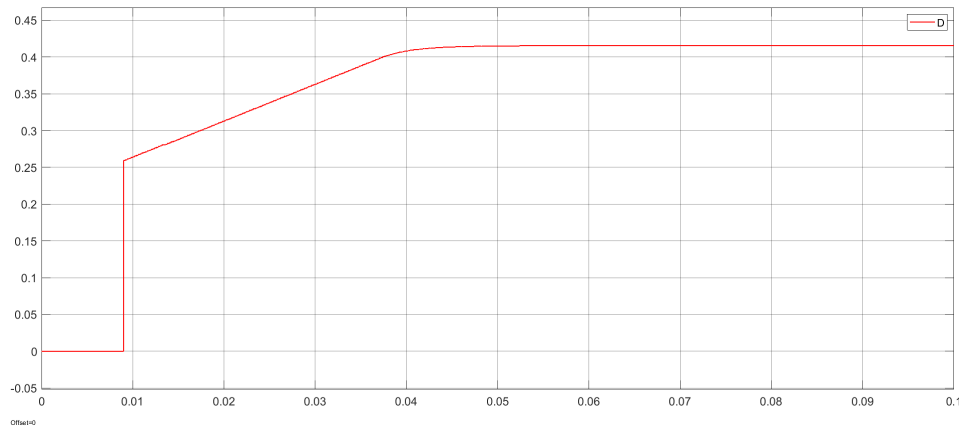


Figura 4.3: *Duty cycle* obtido na simulação da Figura 4.2.

Analisando os valores do *duty cycle* conseguidos na simulação da Figura 4.2, Figura 4.3, pode-se confirmar o correto funcionamento da fase de inicialização do algoritmo de controlo do conversor. Inicialmente o controlador espera que o condensador de entrada esteja totalmente carregado, de forma a conseguir o valor da tensão de circuito aberto imediatamente antes da entrada em funcionamento. Com este, calcula o primeiro valor do *duty cycle* necessário para que o ganho seja a relação entre a tensão de circuito aberto (40V) e a tensão de saída do conversor (neste caso aproximadamente 14V). O valor obtido foi 0.2594, muito próximo dos 0.2593 calculado pela equação 3.16. De seguida passa-se pela fase transitória, na qual é feito o MPPT até que a corrente seja superior a 1.3A e continua-se a executar a instrução de MPPT até que o MPP é atingido.

Como já foi referido, a variável VAR do diagrama da Figura 3.31 permite detetar transitórios da temperatura, porém, essa não é a sua única finalidade. Esta permite também detetar quando o ponto de funcionamento se encontra próximo do ponto de máxima potência. Tal como se pode ver pela Figura 4.4, que é uma aproximação da zona de flexão da Figura 4.3, as perturbações do *duty cycle* diminuem com a proximidade ao MPP. As primeiras perturbações, antes dos 0.038 segundo,

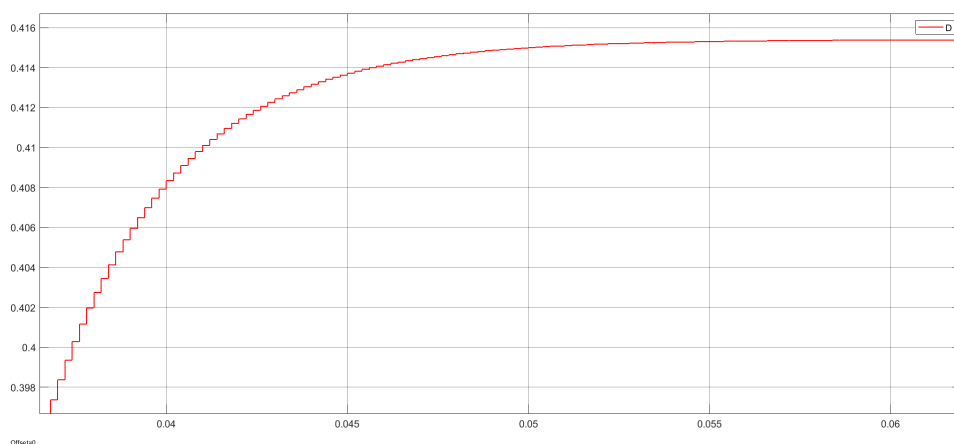


Figura 4.4: Zona de alteração do valor do limitador da perturbação.

têm uma magnitude de $1e-3$, devido à saturação provocada pelo limitador. Entre aproximadamente os 0.038 e os 0.048 segundos o limitador aplicado é também $1e-3$, porém, o valor do *duty cycle* não é saturado por ser menor que $1e-3$. Após os 0.048 segundos o limitador passa a ser $1e-4$, devido à proximidade do MPP.

4.2.1.1 Limitação da potência

No caso anterior a potência máxima atingida era de 133.33W. Subindo agora a tensão de circuito aberto para 50V, e com uma resistência interna da fonte de $3\ \Omega$, seria possível extrair uma potência máxima de 208.33W em MPPT, contudo, a extração de potência é limitada pelo controlador a 150W.

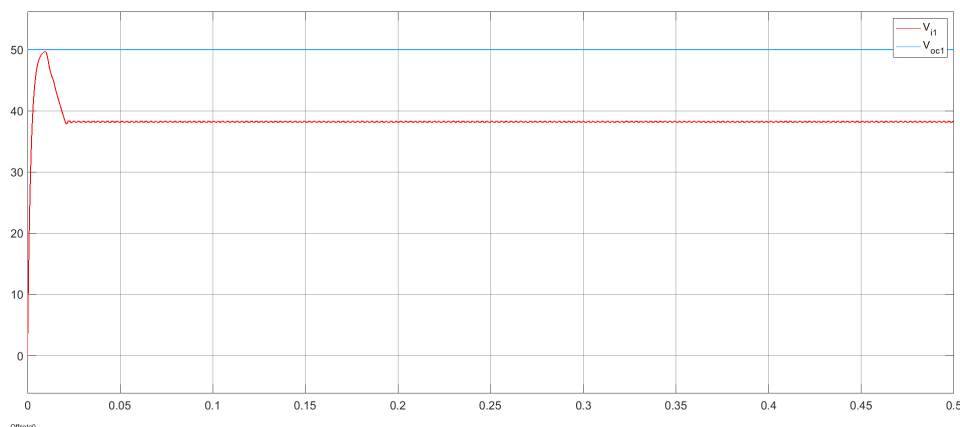


Figura 4.5: Tensão de entrada do conversor quando a potência é limitada a 150W.

O MPPT é executado até que a tensão de entrada seja a necessária para que a potência se iguale a 150W, podendo-se observar este comportamento na Figura 4.5. Na Figura 4.6 é apresentada a potência de saída da fonte de alimentação, sendo esta limitada a 150W quando o conversor está em funcionamento. Antes do conversor entrar em funcionamento observa-se um pico de potência de aproximadamente 200W, que corresponde ao carregamento do condensador de entrada. As

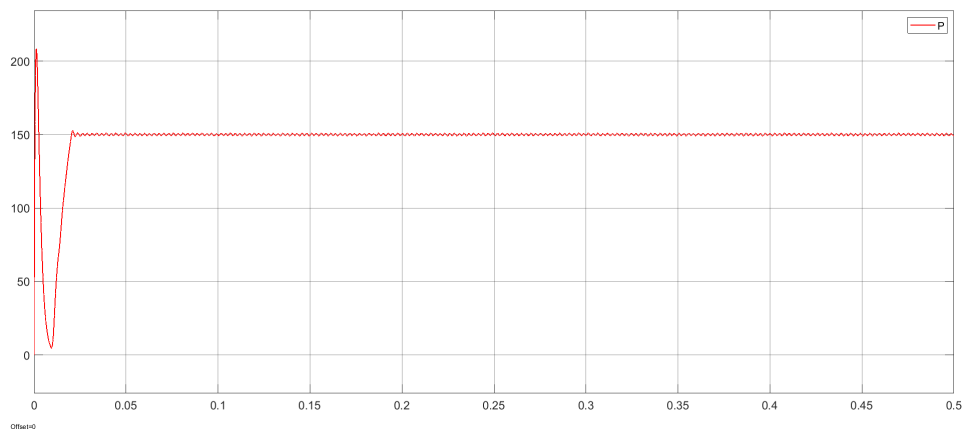


Figura 4.6: Limitação da potência máxima extraída a 150W.

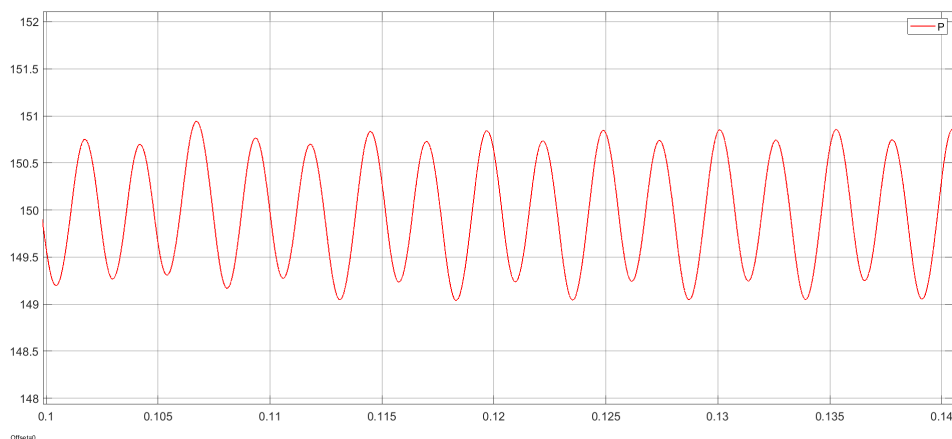


Figura 4.7: Ondulação em torno da potência máxima.

ondulações que se podem observar em torno da potência, Figura 4.7, devem-se a atuação alternada do MPPT e do decremento do *duty cycle*.

4.2.1.2 Influência da utilização da variável *DIM_D* na redução das oscilações

Como foi referido na secção de apresentação do algoritmo de controlo, existe uma variável denominada *DIM_D* que é ativada durante 5ms após a diminuição do *duty cycle* e que possibilita fazer o MPPT com um valor de perturbação fixo igual a $1e-4$. Este procedimento não interfere com o funcionamento normal do controlador, por se tratar de pouco tempo e de uma perturbação de pequeno valor. Por outro lado, este tem um impacto significativo na redução da amplitude da ondulação, uma vez que apresenta o mesmo valor que o decremento do *duty cycle*.

Nas Figuras 4.8, 4.9 e 4.10 pode-se observar as oscilações da potência, a vermelho, e do *duty cycle*, a azul, durante a fase de limitação da potência. Na primeira figura não é aplicada a variável *DIM_D* e observa-se que o tempo de subida do *duty cycle* (fase MPPT) é diferente do tempo de descida (fase de decremento). O mesmo se repete na Figura 4.9, quando se utiliza a variável *DIM_D* e se aplica uma perturbação diferente de $1e-4$, neste caso $5e-3$. Nos dois

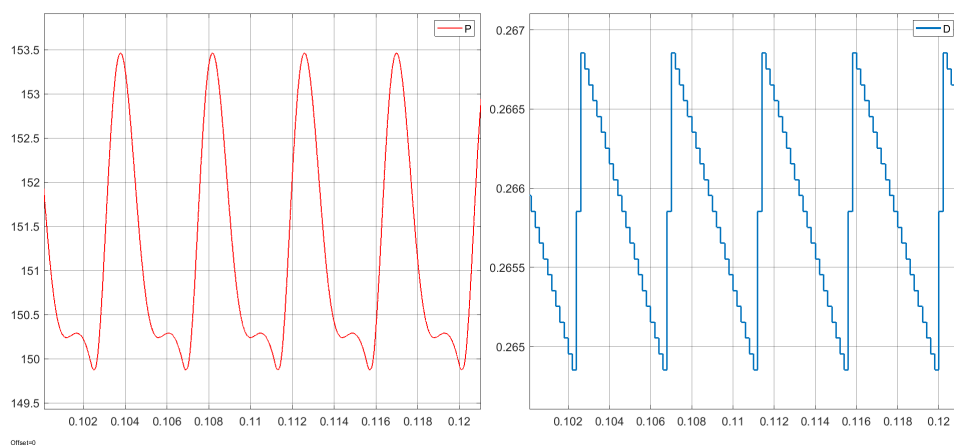


Figura 4.8: Limitação da potência sem a implementação da variável DIM_D .

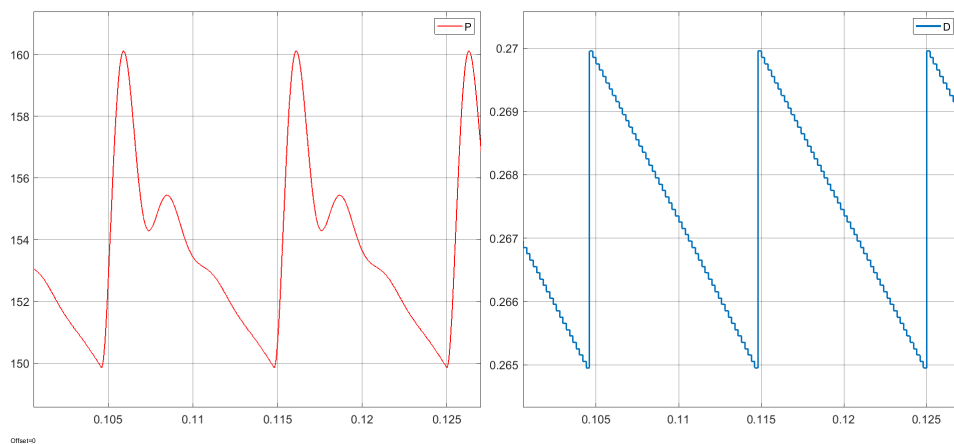


Figura 4.9: Utilização da variável DIM_D com valor de perturbação fixo igual a $5e-3$.

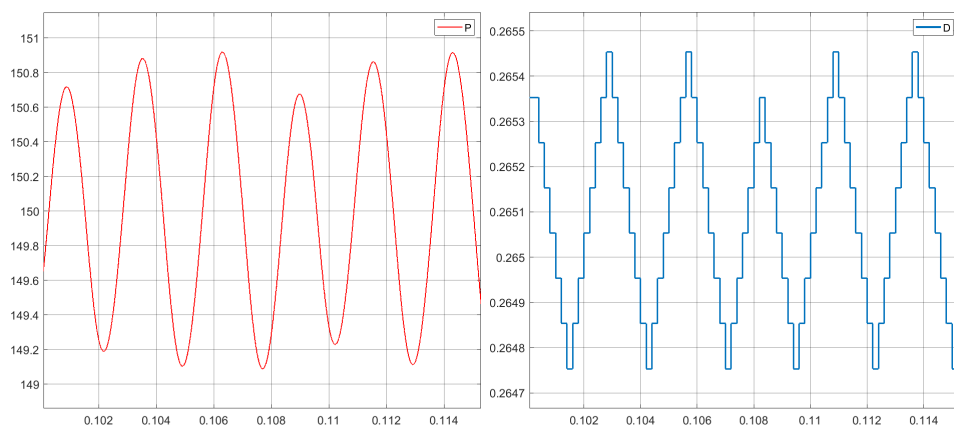


Figura 4.10: Utilização da variável DIM_D com valor de perturbação fixo igual a $1e-4$.

exemplos anteriores as oscilações têm valores consideravelmente altos e ocorrem acima dos 150W. Utilizando a perturbação do MPPT igual ao decremento, Figura 4.10, obtêm-se tempos de subida e descida do *duty cycle* iguais, originando oscilações inferiores a 2W pico a pico em torno da

potência máxima.

4.2.2 Tensão de circuito aberto variável

Nas seguintes simulações fez-se variar a tensão de circuito aberto até 40V, segundo uma exponencial. A resistência interna da fonte é igual a 3Ω . Pretende-se obter um comportamento semelhante ao que se encontraria utilizando um TEG sujeito a um aumento da diferença de temperatura. Apesar da constante de tempo obtida na simulação dos módulos termoeletrônicos rondar os 80 segundos, nas seguintes simulações será utilizada uma constante de tempo de aproximadamente 1 segundo, devido a esta simulação ser muito mais demorada.

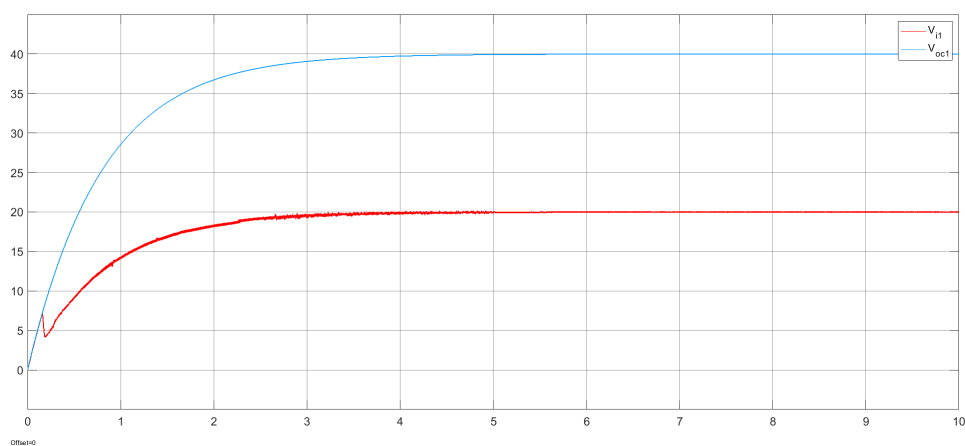


Figura 4.11: Seguimento do MPP, utilizando como limitadores da perturbação: $1e-4$ para o regime permanente e $1e-3$ para os transitórios.

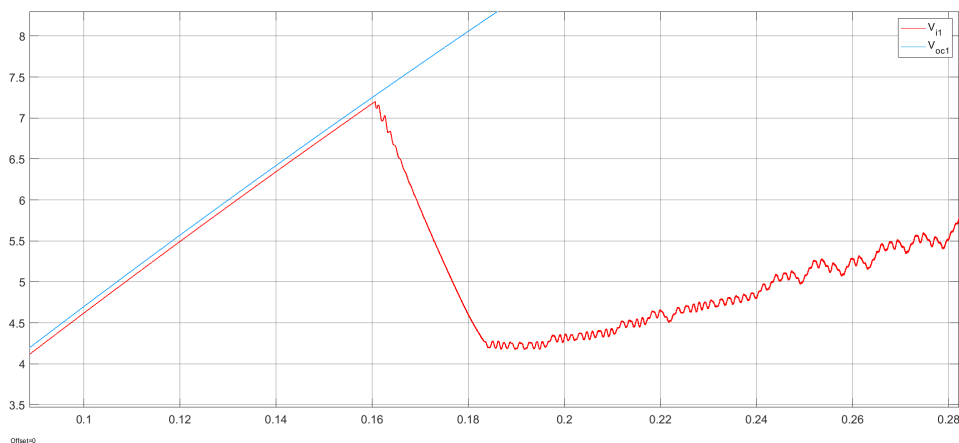


Figura 4.12: Entrada em funcionamento do conversor, quando a tensão de circuito aberto é superior a $2V_{Min}$.

Na Figura 4.11 pode-se observar que é feito o seguimento do ponto de máxima potência, sem *ripple* significativo, utilizando os limitadores $1e-4$ para o regime permanente e $1e-3$ para os transitórios. Tal como se pode comprovar pela Figura 4.12, a entrada em funcionamento dá-se

quando a tensão de circuito aberto é superior a 7.2V ($2V_{Min}$), passando posteriormente pela fase transitória, que corresponde à execução do MPPT até que a corrente seja superior a 1.3V.

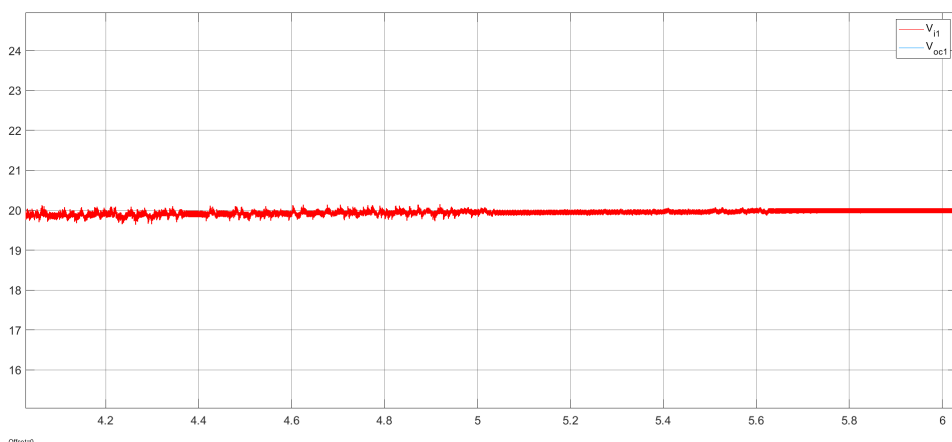


Figura 4.13: Diminuição das oscilações devido à passagem do regime transitório para o permanente.

A passagem do regime transitório para o regime permanente pode-se observar mais detalhadamente na Figura 4.13, aproximadamente aos 5 segundos. Isto ocorre quando VAR é menor que $1e-6$, dando origem à diminuição do limitador de ΔD e, como consequência, à diminuição das oscilações.

4.2.2.1 Influência da alteração dos valores dos limitadores da perturbação

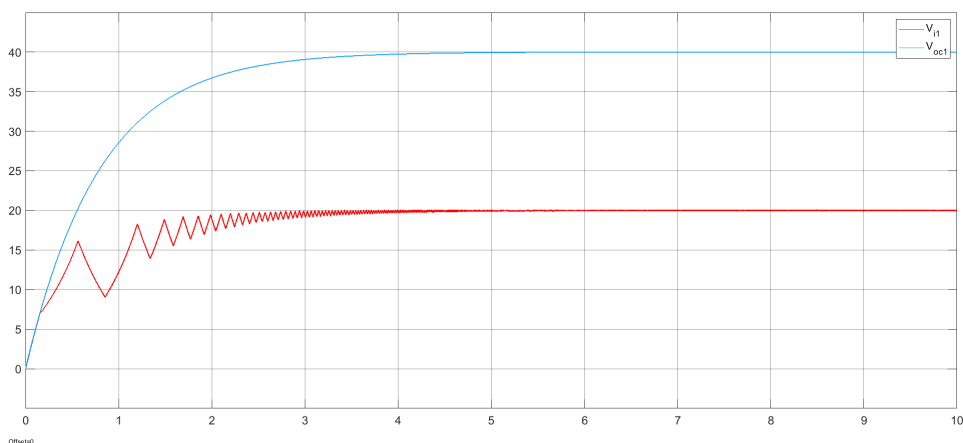


Figura 4.14: Seguimento do MPP, utilizando como limitadores da perturbação: $1e-4$ para o regime permanente e $1e-4$ para os transitórios.

Na Figura 4.14 observa-se que a diminuição da perturbação através da diminuição do limitador de ΔD , no regime transitório, leva ao aparecimento de oscilações de elevada amplitude e baixa frequência. Este resultado era já previsto pela análise da Figura 3.34.

Como se pode comprovar pela Figura 4.15, o aumento da perturbação através do aumento do limitador de ΔD , no regime transitório, leva ao aparecimento de oscilações de elevada amplitude

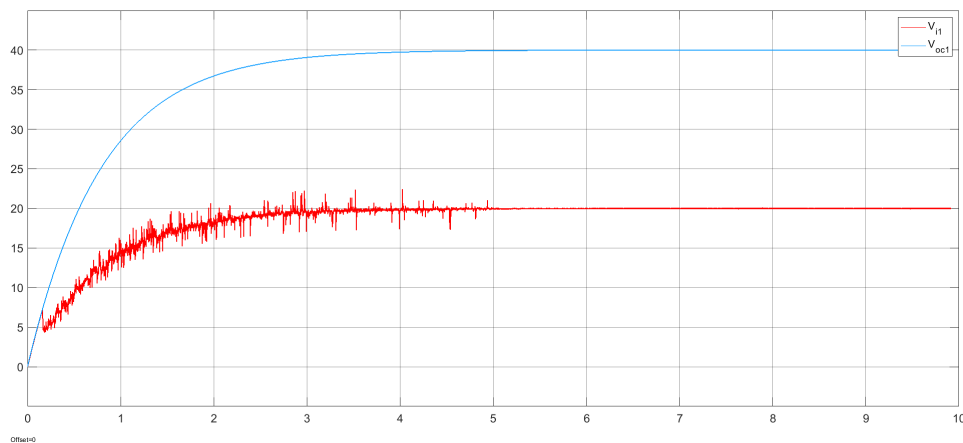


Figura 4.15: Seguimento do MPP, utilizando como limitadores da perturbação: $1e-4$ para o regime permanente e $2e-2$ para os transitórios.

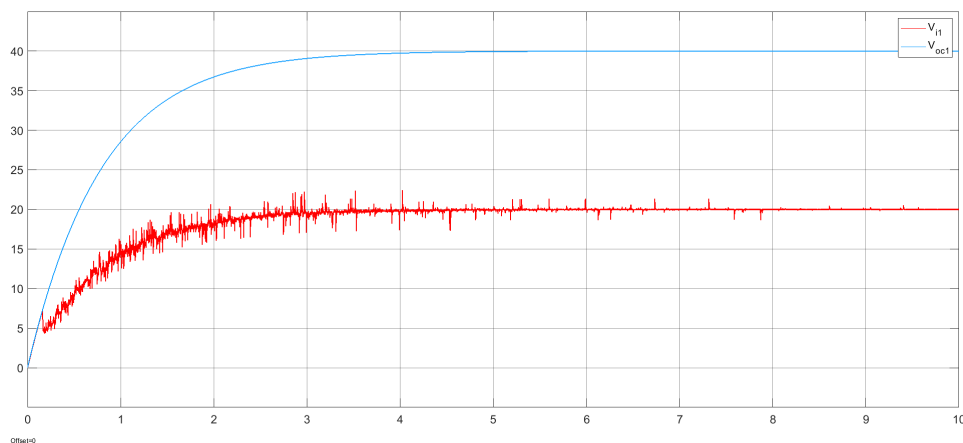


Figura 4.16: Seguimento do MPP, utilizando como limitadores da perturbação: $1e-2$ para o regime permanente e $2e-2$ para os transitórios.

e frequência. Aumentando também o limitador para o regime permanente, de $1e-4$ para $1e-2$, observa-se que existe um aumento das oscilações após os 5 segundos, Figura 4.16.

4.2.2.2 Seguimento do MPP para diferentes transitórios de V_{oc}

Nas simulações anteriores utilizou-se uma constante de tempo de 1 segundo e observou-se o correto seguimento do ponto de máxima potência, utilizando as constantes $1e-4$ e $1e-3$ para limitar as perturbações. Na Figura 4.17 é utilizada uma constante de tempo de 5 segundos e pode-se observar que se consegue um MPPT com menor amplitude nas oscilações. Servindo-se do exemplo da Figura 3.34, pode-se imaginar que neste caso as curvas se encontram mais aproximadas, devido à variação da potência ser mais lenta. A situação é semelhante à observada na Figura 3.34 d, porém, o número de perturbações necessária para que o algoritmo se aperceba que está a perturbar no sentido errado diminui devido à aproximação das curvas e não ao aumento da perturbação. Assim sendo, utilizando o mesmo valor de $1e-3$ como limitador da perturbação para transitórios,

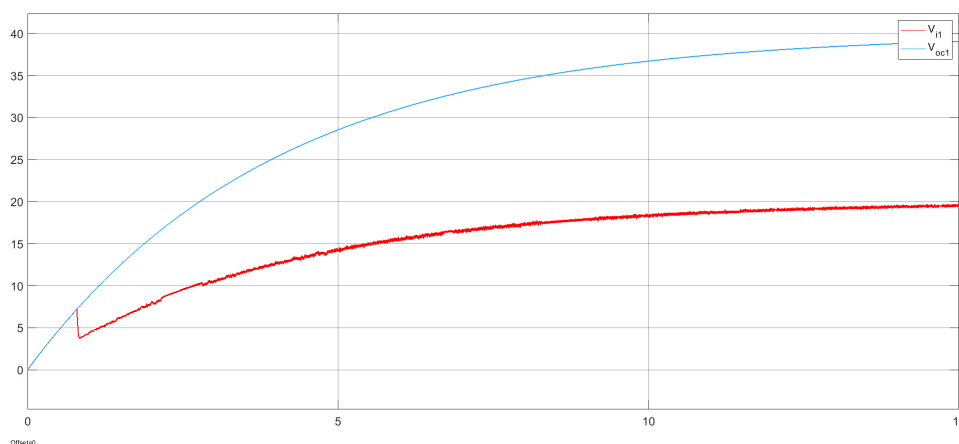


Figura 4.17: Seguimento do MPP, com a tensão a variar segundo uma exponencial com constante de tempo igual a 5 segundos.

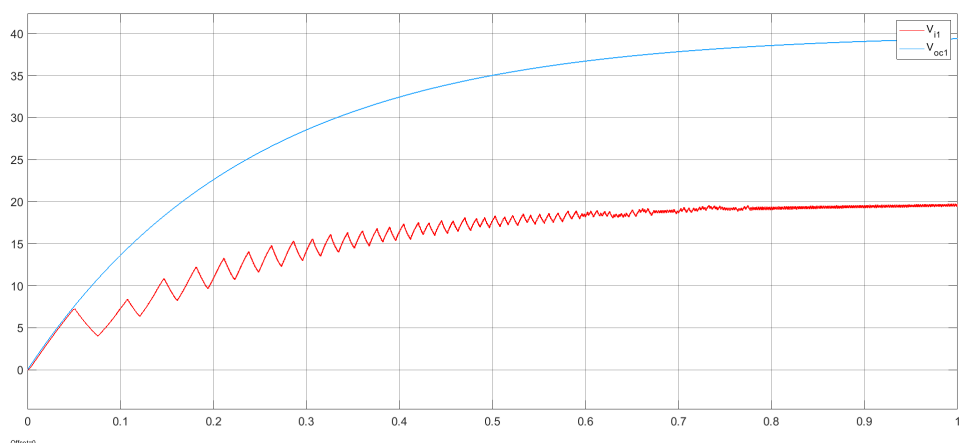


Figura 4.18: Seguimento do MPP, com a tensão a variar segundo uma exponencial com constante de tempo igual a 0.3 segundos.

consegue-se uma amplitude menor nas oscilações. A situação oposta é apresentada na Figura 4.18, utilizando uma constante de tempo de 0.3 segundos. Recorrendo novamente à Figura 3.34, esta situação é semelhante à apresentada na figura c, contudo, neste caso as curvas de potência estão mais afastadas e a perturbação mantém-se constante, limitada a $1e-3$. Assim, obtém-se um maior número de perturbações até que o algoritmo se aperceba que está a perturbar no sentido errado, resultando em oscilações de baixa frequência. A solução para a diminuição da frequência e da amplitude das oscilações para a constante de tempo de 0.3 segundos seria o aumento do limitador que, por outro lado, leva ao aparecimento de oscilações como as apresentadas na Figura 4.15, para constantes de tempo maiores.

4.2.2.3 Limitação da corrente de entrada

Na Figura 4.19 pode-se ver o efeito da limitação da corrente de entrada do conversor a 10A. Isto ocorre na zona de limitação em corrente, quando a tensão de entrada é inferior a 15V (Figura

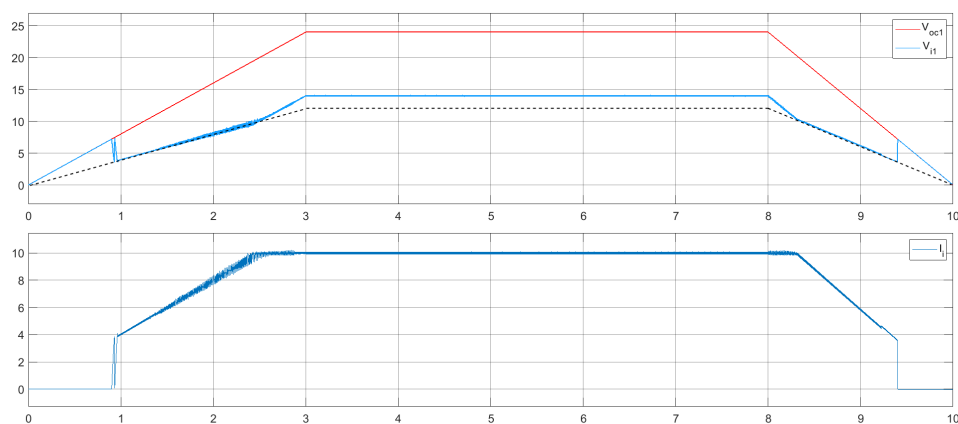


Figura 4.19: Limitação da corrente de entrada do conversor a 10A.

3.11). Nesta simulação utilizou-se uma tensão máxima de circuito aberto de 24V e uma resistência interna da fonte de 1Ω . Caso não fosse limitada, a corrente durante a máxima extração de potência seria 12A. Pode também constatar-se que a amplitude das oscilações durante a execução do MPPT (linha a traço interrompido) é ligeiramente superior à amplitude obtida com a resistência da fonte de 3Ω . O motivo é o aumento da potência, devido à diminuição da resistência, o que faz aumentar o valor das perturbações.

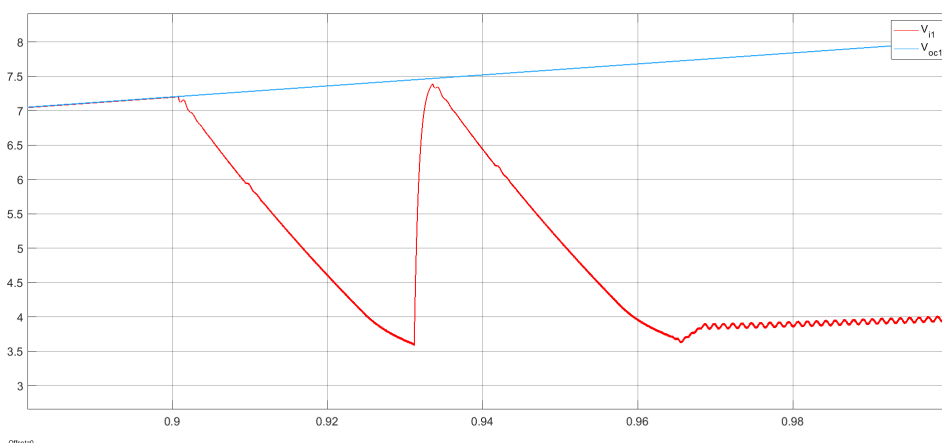


Figura 4.20: Fase de entrada em funcionamento, na simulação da Figura 4.19.

Como previsto, o conversor entra em funcionamento quando a tensão V_{oc} passa os 7.2 e deixa de funcionar quando a sua tensão de entrada é inferior a 3.6V. Observando com mais detalhe a entrada em funcionamento do conversor nesta última simulação pode-se constatar que, devido ao aumento do valor das perturbações e à entrada em funcionamento muito próxima dos 7.2V, a convergência para o ponto de máxima potência, 3.6V, dá-se muito rapidamente e o conversor deixa de funcionar momentaneamente, sendo reativado de seguida, Figura 4.20.

4.3 Controlador do carregamento da bateria

Para testar o correto funcionamento deste controlador foram simulados dois conversor DC/DC a fornecer energia à bateria e a uma carga variável. De forma a averiguar o seguimento das fases de carregamento da bateria, foi necessário utilizar uma capacitância de 50F para representar a bateria. Esta capacitância de menor valor pode ser carregada em menos tempo, permitindo reduzir o tempo de simulação.

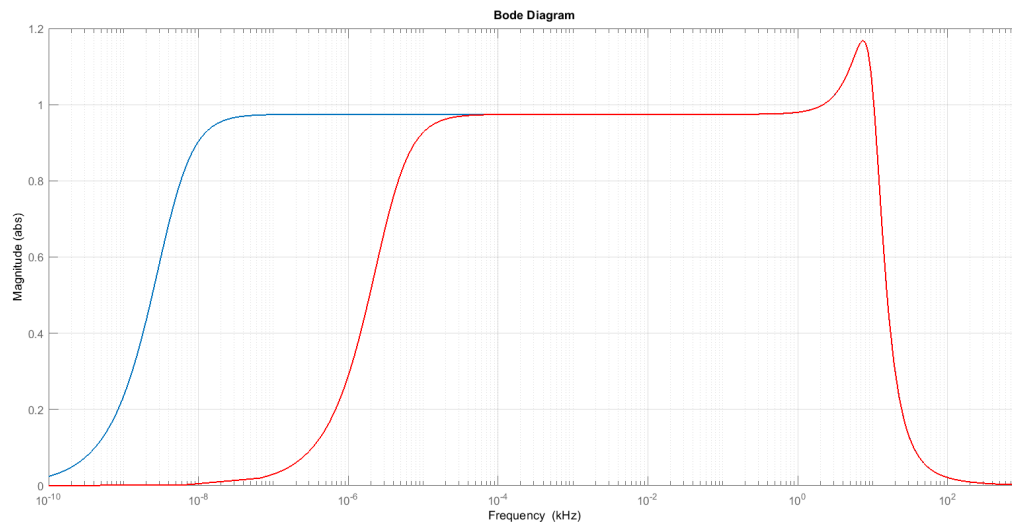


Figura 4.21: Magnitude da resposta em frequência que relaciona I_{Bat} com I_o , com capacitâncias da bateria de 40000F (azul) e 50F (vermelho).

Como se pode observar pela Figura 4.21, a passagem de 40000F para 50F apenas desloca o polo de baixa frequência na função de transferência que relaciona a corrente de entrada da bateria e a corrente de saída do conversor. O polo de elevada frequência permanece praticamente inalterado, o que significa que as oscilações originadas pela comutação (200kHz) são filtradas de igual forma pelas duas capacitâncias.

Na Figura 4.22 observa-se a forma de onda da tensão (azul) e da corrente (vermelho) da bateria. Nesta simulação são utilizadas duas fontes de tensão de 40V e 3Ω para alimentar os conversores. A carga imposta é de 150W, também constante ao longo da simulação. Constata-se que, efetivamente, as fases de carregamento de *Bulk* (corrente constante) e de Absorção (tensão constante) são cumpridas. Inicialmente, apenas o conversor 1 entra em funcionamento e desloca-se para o ponto de máxima potência, Figura 4.23. Este não consegue satisfazer as necessidades de carregamento da bateria e fornecimento de energia à carga uma vez que a potência máxima extraída da fonte é 133W. Tal como referido na secção de explicação do algoritmo de controlo, os conversores só podem ser ativados 0.5 segundos após a ultima ativação, possibilitando a estabilização do ponto de funcionamento do ultimo conversor ativado. Passada essa margem temporal, um novo conversor é ativado, uma vez que as condições $V_{Bat} < V_{sc} - a$ e $I_{Bat} < I_{Bulk}$ se confirmam. Os valores utilizados são: $V_{sc} = 14.4V$, $I_{Bulk} = 10A$ e $a = 0.02$. A corrente de *Bulk* não corresponde ao valor tipicamente utilizado de 10% da capacidade em Ah, porém, está dentro da gama de 5%

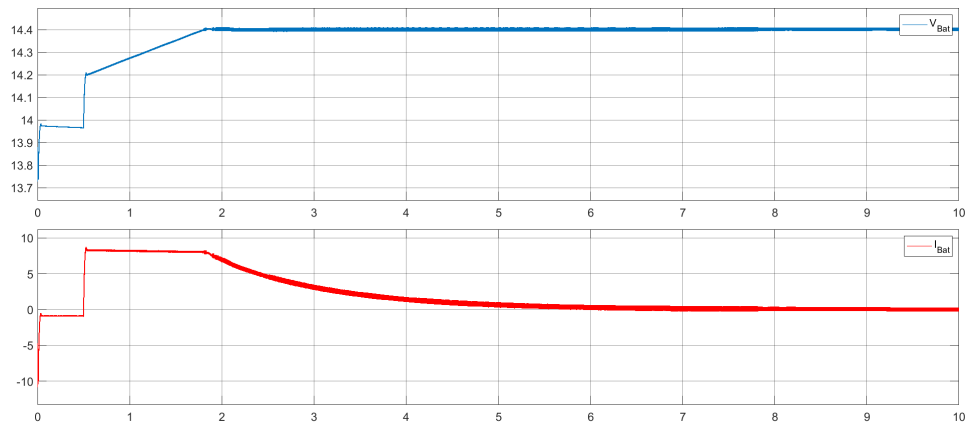


Figura 4.22: Carregamento da bateria seguindo as fases de *Bulk* (corrente constante) e de Absorção (tensão constante).

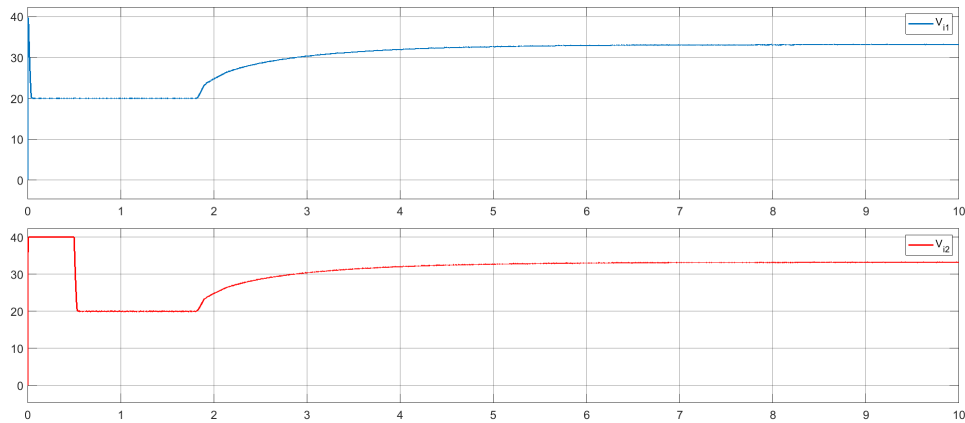


Figura 4.23: Tensão de entrada do conversor 1 (azul) e do conversor 2 (vermelho), com $V_{oc} = 40V$.

a 33% anteriormente referida. Com esta corrente conseguem-se reduzir o tempo de simulação devido ao carregamento da bateria ser mais rápido. O novo conversor ativado, conversor 2, converge também para o ponto de máxima potência, conseguindo-se uma corrente de carregamento de aproximadamente 8A. Quando a tensão de 14.4V é atingida, a corrente começa a decrescer até atingir $I_{Float} = 100mA$, permanecendo nesse valor até que a carga se altere.

4.3.0.1 Oscilações da tensão da bateria

Apesar da filtragem, conseguida com a bobina e os condensadores de saída, reduzir o valor eficaz das oscilações da tensão aos terminais da bateria, existem oscilações provocadas pelo controlador, cuja frequência está dentro da banda passante. Ditas oscilações da tensão da bateria podem-se observar na Figura 4.24, durante a fase de Absorção. Calculando-se o valor eficaz para a amplitude do sinal apresentado (aproximadamente $8e-3V$), obtém-se um valor de 0.0057V, que é menor do que o valor máximo permitido (0.5% de $V_{Float} = 0.068V$).

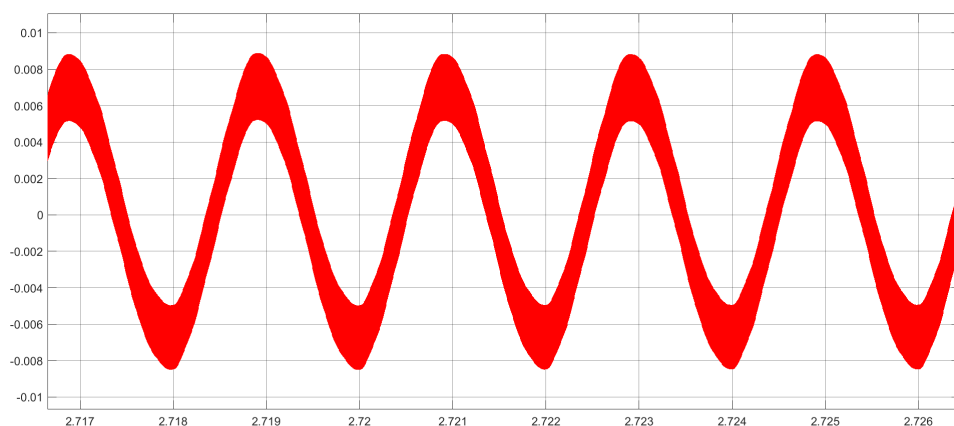


Figura 4.24: Oscilações da tensão da bateria provocadas pelo controlador, na zona de Absorção.

4.3.0.2 Funcionalidade que permite o correto acionamento dos conversores

Nas seguintes simulações foi utilizada uma tensão de circuito aberto de 40V para o conversor 1 e 35V para o conversor 2, procurando-se retratar dois TEGs com diferentes temperaturas. A resistência da fonte é $2\ \Omega$ para os dois casos e a carga é de 130W. Utilizou-se também a capacitância da bateria de 40000F, que permite observar de forma mais realista o comportamento do sistema.

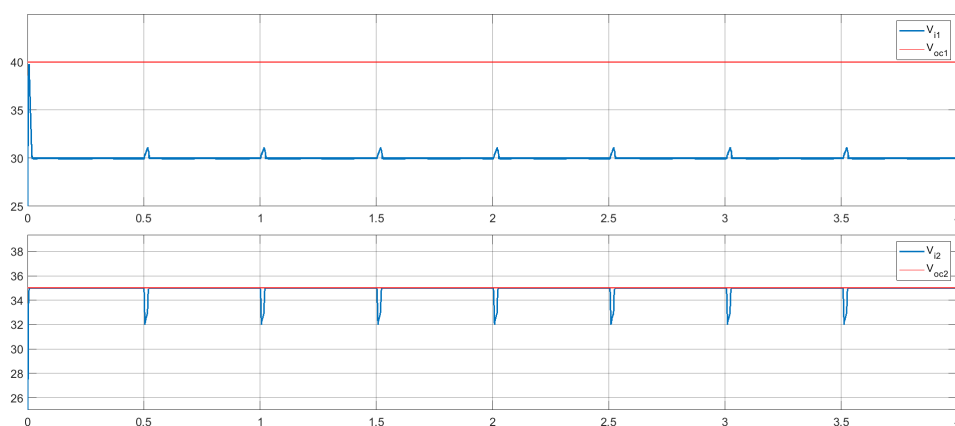


Figura 4.25: Tentativas de acionamento do conversor 2.

Aplicando diretamente o algoritmo apresentado na Figura 3.28, para as condições de teste acima apresentadas, obtém-se o comportamento apresentado nas Figuras 4.25 e 4.26. A ativação do conversor 1 não é suficiente, o que leva a ativação do conversor 2 aos 0.5 segundos. Este começa por fazer o MPPT, até que a sua corrente de entrada supera 1.3A. Nesse instante, a tensão da bateria torna-se superior a V_{oc} e a corrente da bateria superior a I_{Float} , dando origem ao envio de instruções de decremento do *duty cycle* aos dois conversores.

Uma vez que o conversor 2 foi recentemente ativado e a sua corrente de entrada é muito próxima da corrente mínima de funcionamento (1A), bastam algumas instruções de decremento do *duty cycle* para que essa mesma corrente chegue a 1A e o conversor seja desligado, Figura 4.27.

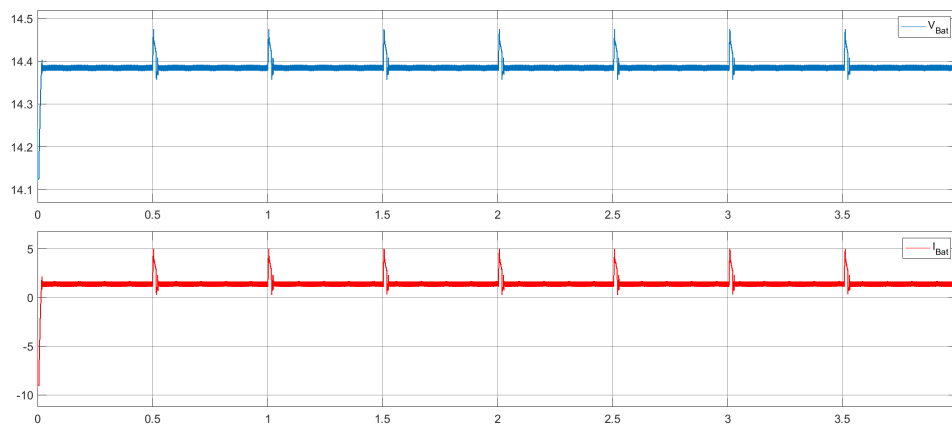


Figura 4.26: Tensão e corrente da bateria durante os acionamentos do conversor 2.

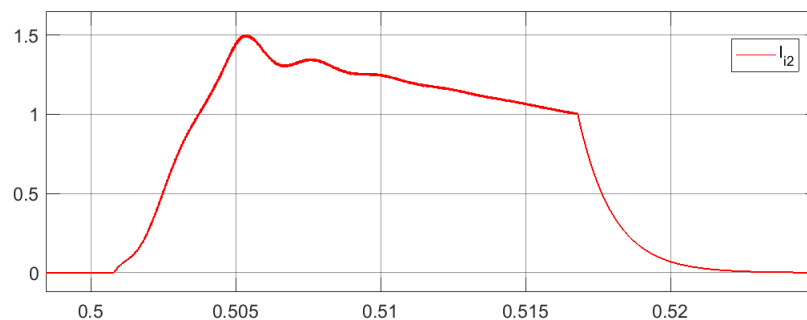


Figura 4.27: Corrente de entrada do conversor 2 durante a sua ativação e desativação.

Este processo repete-se ciclicamente, até que a bateria esteja suficientemente carregada (acima de $V_{sc} - a$) para que não seja necessário ativar nenhum conversor adicional.

A solução encontrada para resolver este problema foi impedir que os conversores recentemente ativados pudessem receber instruções de decremento do *duty cycle* durante 0.1 segundos após a sua ativação. Estes podem apenas receber instruções de execução do MPPT ou permanecer o *duty cycle* constante.

Na Figura 4.29 observa-se novamente que a tensão da bateria torna-se superior a V_{oc} e a corrente da bateria superior a I_{float} . Os dois conversores recebem instruções de execução do MPPT e as instruções de decremento do *duty cycle* são apenas enviadas para o controlador do conversor 1, enquanto o conversor 2 mantém o *duty cycle* constante. Assim, pode-se observar que a tensão do conversor 2 sobe ou permanece constante, enquanto que a tensão do conversor 2 desce. Os 0.1 segundos podem ser diminuídos com o aumento do número de conversores, visto que, havendo mais conversores a decrementar o *duty cycle*, a duração do pico de tensão da bateria também diminui.

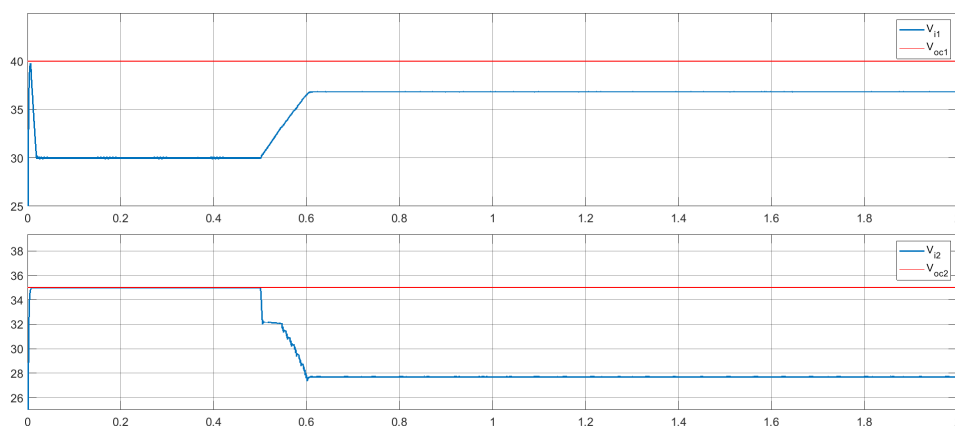


Figura 4.28: Acionamento do conversor 2, após implementada a solução proposta.

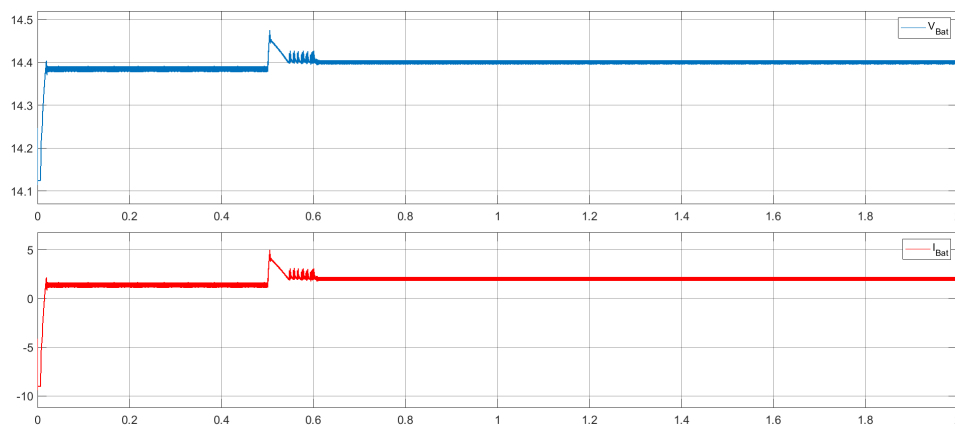


Figura 4.29: Tensão e corrente da bateria após implementada a solução proposta.

4.3.0.3 Resposta do sistema a alterações de carga

Com a seguinte simulação pretende-se estudar a resposta do sistema a alterações de carga, durante o carregamento de bateria. Foram utilizadas as mesmas tensões e resistências das fontes de alimentação da simulação anterior e a capacitância equivalente da bateria foi novamente alterada para 50F.

Pela Figura 4.30 ve-se que inicialmente o conversor 1 fornece aproximadamente 7A para o carregamento da bateria e ao fim de 0.5 segundos é ativado o conversor 2 para fornecer a corrente que resta até $I_{Bulk} = 10A$. Novamente, a ativação do conversor leva a uma sobrelevação, neste caso não acima da tensão máxima da bateria mas acima da corrente máxima de carregamento (I_{Bulk}), Figura 4.31. Durante esse período o conversor 1 é responsável pela diminuição da sobrelevação, através da diminuição do *duty cycle*, enquanto o conversor 2 executa o MPPT, Figura 4.32. Quando se dão subidas de carga observa-se uma descida momentânea da tensão e corrente da bateria, que rapidamente é compensada pelo aumento da extração de potência das fontes, Figura 4.33. Com a aproximação da corrente da bateria a I_{Float} verifica-se que a soma das potências fornecidas pelas fontes vai sendo semelhante à potência da carga. Entre os 5.7 e os 6.7 segundos a potência pedida

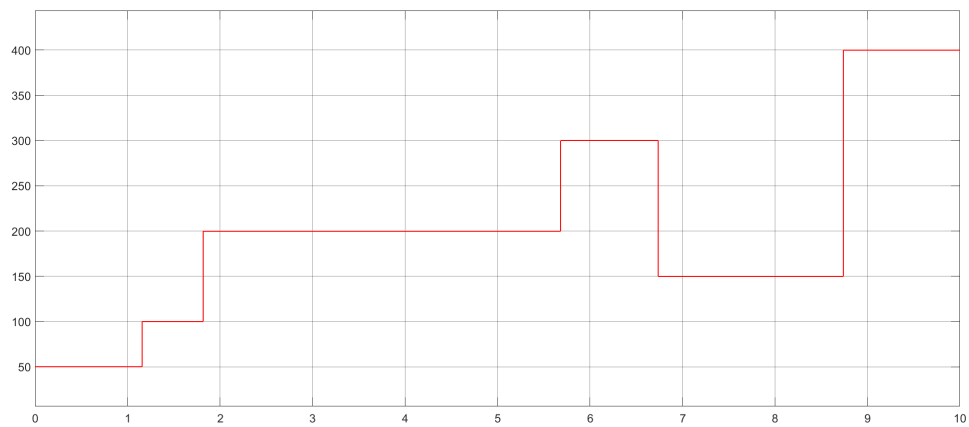


Figura 4.30: Variação da potência da carga, em watts.

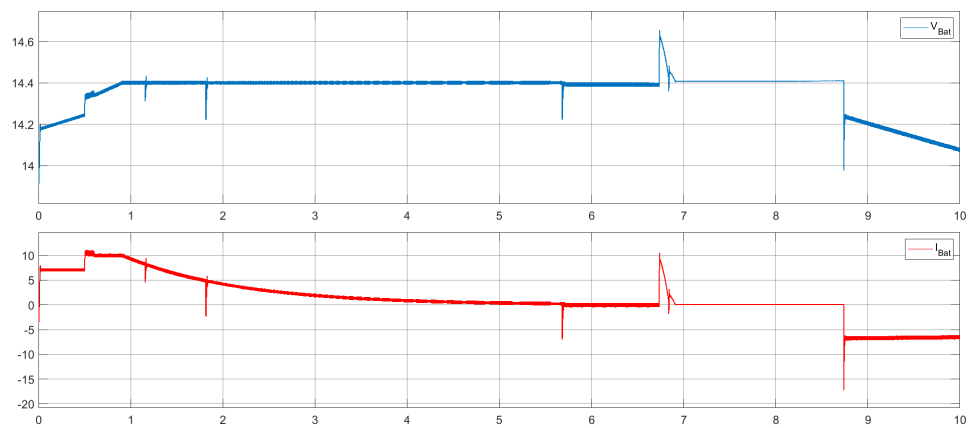


Figura 4.31: Tensão e corrente de bateria durante o carregamento e as variações de carga.

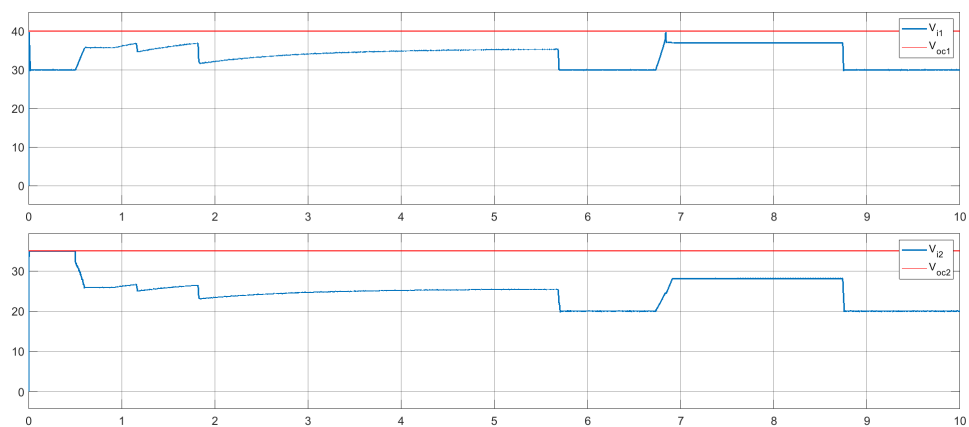


Figura 4.32: Tensão de entrada de cada conversor durante o carregamento e as variações de carga.

pela carga sobe para os 300W, ao qual o conversor reagem com a extração da máxima potência (150W). Este é o limite do equilíbrio entre manter a bateria carregada e fornecer energia à carga. O aumento da potência acima deste valor provoca o descarregamento da bateria, uma vez que os

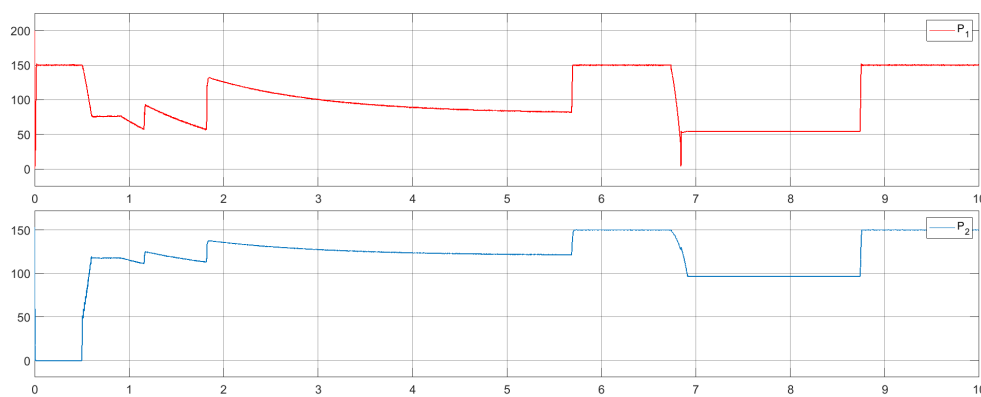


Figura 4.33: Potência extraída de cada fonte de alimentação durante o carregamento e as variações de carga.

conversores não conseguem fornecer a potência pedida. Aos 6.7 segundos ocorre uma diminuição da potência, dando origem a um pico de tensão e corrente na bateria, de maior duração do que os que se verificam durante os aumentos da potência. Isto deve-se ao valor do decremento do *duty cycle* ser constante e de pequeno valor ($1e-4$). O aumento dessa constante levaria à diminuição da duração dos picos de tensão e corrente, porém, como explicado anteriormente, também haveria um aumento das oscilações durante o funcionamento fora do ponto de máxima potência (limitação da corrente de entrada, potência, corrente da bateria).

4.3.0.4 Resposta do sistema perante mudanças abruptas de V_{oc}

Por último, foi simulado o comportamento do sistema perante mudanças abruptas da tensão da fonte de alimentação. Neste caso utilizou-se a capacitância da bateria de 40000F, uma vez que o objetivo não é observar a carga e descarga da bateria. Pretende-se que os conversores operem sempre à máxima potência, pelo que se utilizou uma tensão da bateria abaixo de 14.4V (14V).

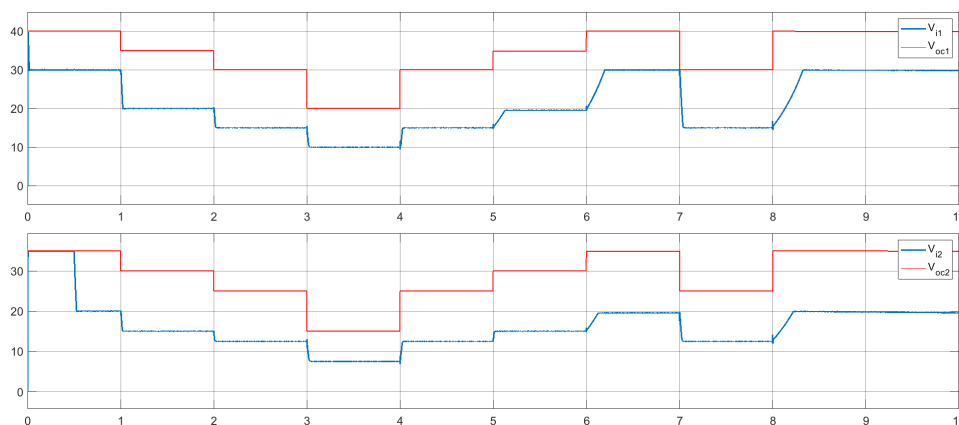


Figura 4.34: Tensão de entrada de cada conversor perante variações repentinas da tensão de circuito aberto.

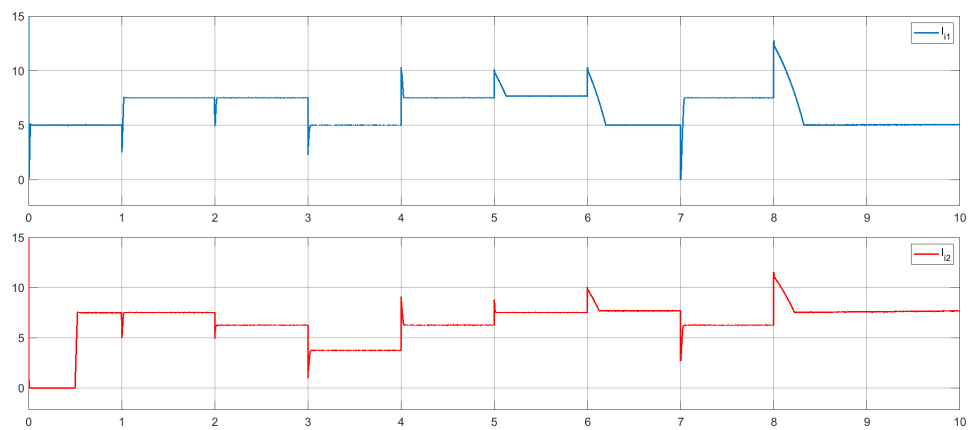


Figura 4.35: Corrente de entrada de cada conversor perante variações repentinas da tensão de circuito aberto.

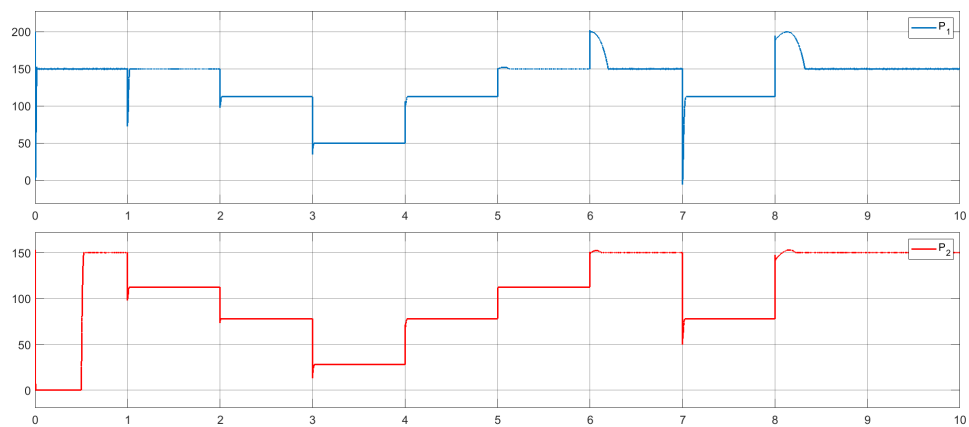


Figura 4.36: Potência de saída das fontes de alimentação perante variações repentinas da tensão de circuito aberto.

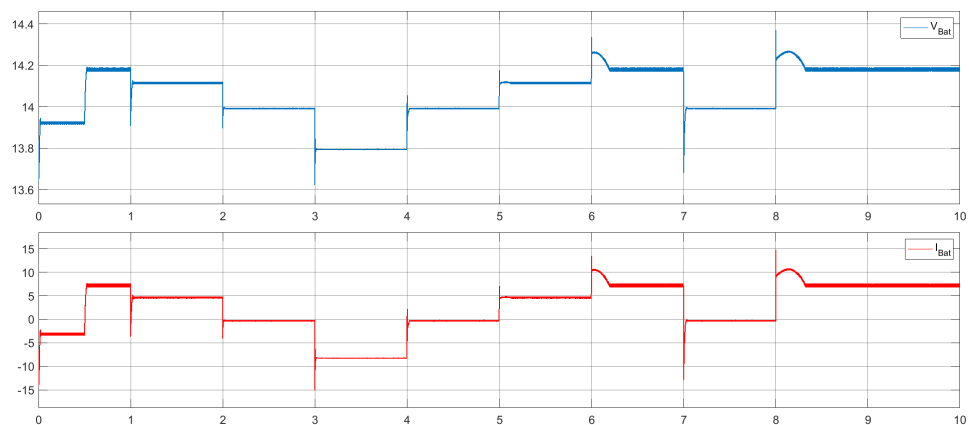


Figura 4.37: Tensão e corrente da bateria perante variações repentinas da tensão de circuito aberto.

Na Figura 4.34 é possível ver a tensão de circuito aberto das duas fontes e a tensão de entrada dos dois conversores. Facilmente se percebe que na generalidade das transições, o algoritmo MPPT é o responsável pelo seguimento. Este dá origem a transições rápidas devido aos elevados valores de ΔD , que se devem às elevadas variações de potência. Aos 5 segundos no conversor 1 e aos 6 e 8 segundos nos dois conversores o seguimento é mais lento, uma vez que se trata do decremento do *duty cycle* com o valor fixo de $1e-4$. Este é provocado pela sobrelevação da potência acima dos 150W, 4.36. Repare-se também que a variação da tensão que começa aos 6 segundos, por exemplo, é de aproximadamente 10V no conversor 1 e 5V no conversor 2, para o mesmo número de variações ΔD , devendo-se isto ao efeito explicado em 3.35.

Apesar do considerável valor dos picos de corrente de entrada e da bateria, Figuras 4.35 e 4.37, estes são inevitáveis perante alterações abruptas de V_{oc} . Como já foi visto, na aplicação onde se pretende utilizar este sistema as variações da tensão são lentas, da ordem das unidades ou dezenas de segundos, pelo que este problema não será um fator preocupante.

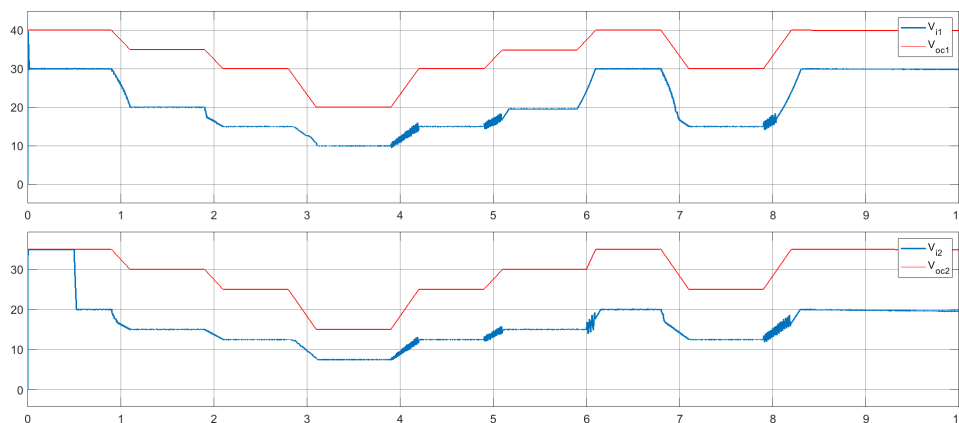


Figura 4.38: Tensão de entrada de cada conversor perante variações graduais da tensão de circuito aberto.

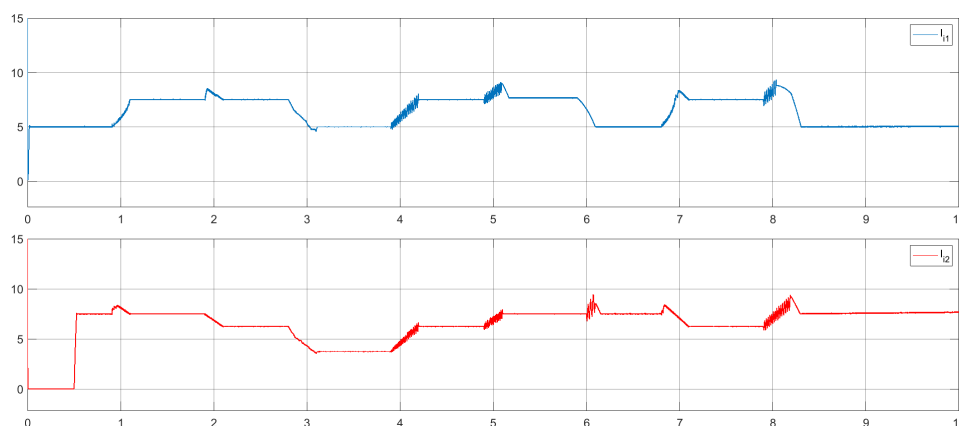


Figura 4.39: Corrente de entrada de cada conversor perante variações graduais da tensão de circuito aberto.

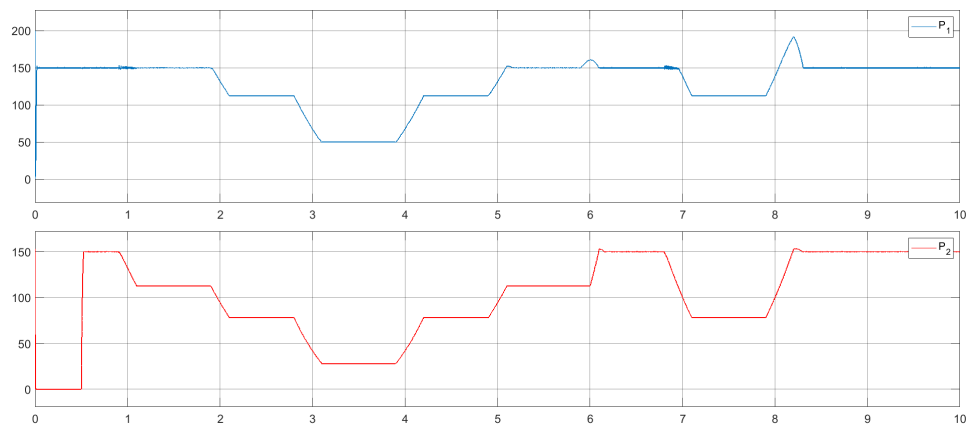


Figura 4.40: Potência de saída das fontes de alimentação perante variações graduais da tensão de circuito aberto.

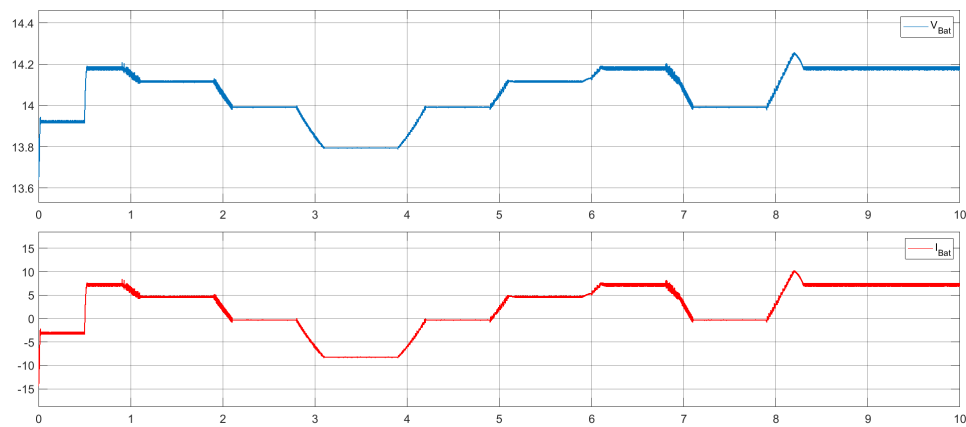


Figura 4.41: Tensão e corrente da bateria perante variações graduais da tensão de circuito aberto.

Uma ultima simulação foi feita, apenas para comparação com os resultados obtidos perante alterações repentinas de V_{oc} . Nesta simulação foi introduzido um pequeno tempo de transição entre os diversos valores de tensão, Figura 4.38. Nas Figuras 4.39 e 4.41 observou-se que os picos da corrente de entrada do conversor e na bateria reduzem-se drasticamente, porém, constatou-se que o problema da sobrelevação da potência devido a $\Delta D = 1e - 4$ persiste, Figura 4.40. Este acabaria por desaparecer caso a transição fosse mais lenta.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalho Futuro

Os TEMs são dispositivos de aproveitamento de energia que convertem energia térmica, proveniente da diferença de temperatura a eles aplicada, em energia elétrica. Este dispositivos têm baixo rendimento, pelo que a sua utilização como fonte de energia envolve muitas vezes a ligação de mais de um TEM e a conceção de um sistema de conversão de elevada eficiência. A um grupo de módulos termoelétricos dá-se o nome de TEG. Quando a diferença de temperatura difere entre os módulos de um mesmo TEG, a forma como estes são ligados tem também uma elevada influência na potência e eficiência conseguidas. Por outro lado, caso se garanta que todos os TEMs estão a operar nas mesmas condições de temperatura, o tipo de ligação elétrica não tem qualquer influência sobre a potência e eficiência conseguidas. Tendo em conta que, no caso estudado, os TEMs estão a operar nas mesmas condições de temperatura, as ligações elétricas foram feitas procurando-se um balanceamento entre as características dos TEGs de três fabricantes distintos. Constata-se também que quando a corrente extraída do TEG é elevada, a potência máxima disponível baixa devido à diminuição da diferença de temperatura provocada pelo efeito de Peltier.

Em relação ao conversor a utilizar na extração de potência de cada TEG, concluiu-se que a topologia buck-boost inversor síncrono seria a mais indicada, uma vez que permite uma maior gama de tensões de funcionamento, menor número de componentes e maior eficiência. O conversor e controlador foram dimensionados para tensões de entrada entre os 3.6V e 50V e tensões de saída até 14.4V, limitadas pelo controlador. Este também limita a mínima e máxima corrente de entrada a 1A e 10A, respetivamente, e a máxima potência a 150W. Para este conversor, calculou-se uma eficiência de 93.3% durante a máxima extração de potência e para o maior valor de perdas. O algoritmo de controlo do conversor possibilita a extração da máxima potência do TEG recorrendo ao algoritmo de MPPT P&O modificado adaptativo. A utilização deste tipo de controlador MPPT permite fazer o seguimento do ponto de máxima potência atuando diretamente sobre o *duty cycle* do conversor, não sendo necessário utilizar uma malha de controlo externa do tipo PI. Por outro lado, este método deve ser executado a uma frequência mais elevada do que o P&O convencional, de forma a reduzir o aparecimento de oscilações nas tensões e correntes do conversor. A função adaptativa deste algoritmo MPPT permitiu obter perturbações menores com a proximidade ao ponto de máxima potência, tendo-se observado um seguimento com erro reduzido em

regime permanente. Para melhorar o desempenho em regime transitório houve a necessidade de introduzir limitadores do tamanho da perturbação devido às variações rápidas da potência e à não linearidade entre a tensão de entrada e o *duty cycle*. Durante as fases transitórias, os limitadores permitem minimizar o número de perturbações necessárias até que o algoritmo se aperceba que está a perturbar no sentido errado, minimizando simultaneamente a variação do *duty cycle* durante esse procedimento. Com uma variação menor do *duty cycle* foi possível obter um seguimento do ponto de máxima potência durante transitórios e com baixa amplitude nas oscilações.

No que diz respeito à bateria, esta deve ser carregada seguindo um conjunto de três fases de carregamento: *Bulk*, Absorção e Flutuação. O controlador implementado garante que as primeiras duas fases são completamente executadas e a última parcialmente executada. Durante a fase de *Bulk*, a bateria é carregada com uma corrente até 10A, até que a tensão de 14.4V seja atingida. Após esse ponto, começa a fase de Absorção na qual a corrente diminui até que esta seja igual à corrente de Flutuação. A última fase não foi diretamente implementada, porém, quando a bateria está totalmente carregada, a fase de Absorção mantém a corrente de Flutuação até que haja alteração de carga, compensando dessa forma as fugas de corrente da bateria.

O controlador permite a ativação e desativação dos conversores de acordo com a carga imposta e a necessidade de carregar ou não a bateria. Por último, constatou-se que o controlador reage rapidamente a subidas de carga, contudo, dão-se casos onde a reação perante descidas de carga é mais lenta do que o esperado, dando origem a picos de tensão e de corrente na bateria, acima dos valores limite (14.4V e 10A). O mesmo ocorre quando se dão alterações repentinas da tensão da fonte, provocando também picos de potência acima dos 150W. Nesta aplicação, este último caso não é tão preocupante visto que a dinâmica lenta dos TEGs não permite alterações rápidas da tensão de circuito aberto.

5.1 Satisfação dos Objetivos

Na generalidade, os objetivos propostos para este projeto foram cumpridos. Conseguiu-se realizar uma simulação do sistema termoeletrico, que permitiu retirar algumas conclusões relativamente ao funcionamento dos TEMs perante alterações de carga. Esta possibilitou também compreender qual a influência das ligações elétrica entre módulos no seu funcionamento. Foi escolhida a topologia de conversor DC/DC buck-boost, que se julga ser a mais adequada para o tipo de sistema a implementar. O conversor foi dimensionado e simulado, tendo-se conseguido uma eficiência mínima durante o funcionamento a 150W de 93.3%. Foi implementado um controlador que garante a gestão de múltiplos conversores, o que permite a extração de máxima potência dos TEGs, o carregamento de uma bateria e o fornecimento de energia à carga. O controlador assegura que o carregamento da bateria segue as fases de *Bulk* e Absorção. Este também limita o funcionamento do conversor dentro da zona de operação para a qual foi dimensionado.

5.2 Trabalho Futuro

Existem alguns assuntos que ficaram por tratar na execução desta dissertação e que, por isso, ficarão como trabalhos a realizar futuramente:

- Diminuição dos picos de tensão e corrente na bateria provocados pelas mudanças repentinas de carga;
- Diminuição dos picos de potência, tensão e corrente na bateria provocados pelo aumento repentino da tensão da fonte;
- Implementação de uma funcionalidade que permita desligar a carga em segurança quando a tensão da bateria chega aos 11.8V;
- Implementação física do sistema;
- Proteção contra sobre-temperatura através do curto circuito dos TEGs.

Referências

- [1] Z. M. Dalala. Energy harvesting using thermoelectric generators. Em *2016 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, páginas 1–6, April 2016. doi:10.1109/ENERGYCON.2016.7514088.
- [2] Maria Johansson e Mats Söderström. Electricity generation from low-temperature industrial excess heat—an opportunity for the steel industry. *Energy Efficiency*, 04 2014. doi:10.1007/s12053-013-9218-6.
- [3] A. E. Risseh, H. Nee, e C. Goupil. Electrical power conditioning system for thermoelectric waste heat recovery in commercial vehicles. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4(2):548–562, June 2018. doi:10.1109/TTE.2018.2796031.
- [4] Ferrotec Nord Corporation. Things to know about thermoelectric module, July 2016. Ferrotec Nord Corporation. Disponível em <https://ferrotec-nord.blogspot.com/2016/07/thermoelectric-module-or-commonly-known.html>.
- [5] Kumar Gaurav e Sudhir Kumar Pandey. Efficiency calculation of a thermoelectric generator for investigating the applicability of various thermoelectric materials. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 9:014701, 02 2017. doi:10.1063/1.4976125.
- [6] Olga Bubnova e Xavier Crispin. Towards polymer-based organic thermoelectric generators. *Energy Environ. Sci.*, 5:9345–9362, 10 2012. doi:10.1039/C2EE22777K.
- [7] Andrea Montecucco, Jonathan Siviter, e Andrew R. Knox. The effect of temperature mismatch on thermoelectric generators electrically connected in series and parallel. *Applied Energy*, 123:47 – 54, 2014. doi:https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2014.02.030.
- [8] Juanjuan Sun. Dynamic performance analyses of current sharing control for dc/dc converters, June 2007. Virginia Polytechnic Institute and State University. Disponível em https://vtechworks.lib.vt.edu/bitstream/handle/10919/28071/ETD_JuanjuanSun.pdf?sequence=1.
- [9] B. T. Irving e M. M. Jovanovic. Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method. Em *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)*, volume 1, páginas 235–241 vol.1, Feb 2000. doi:10.1109/APEC.2000.826110.
- [10] S. M. R. Kazmi, H. Goto, H. Guo, e O. Ichinokura. Review and critical analysis of the research papers published till date on maximum power point tracking in wind energy conversion system. Em *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, páginas 4075–4082, Sep. 2010. doi:10.1109/ECCE.2010.5617747.

- [11] M.A. Abdullah, A.H.M. Yatim, C.W. Tan, e R. Saidur. A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 16(5):3220 – 3227, 2012. doi:<https://doi.org/10.1016/j.rser.2012.02.016>.
- [12] M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, G. Luigi, G. A. e Melo, e C. A. Canesin. Comparative analysis of mppt techniques for pv applications. Em *2011 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, páginas 99–104, June 2011. doi:10.1109/ICCEP.2011.6036361.
- [13] I. Laird, H. Lovatt, N. Savvides, D. Lu, e V. G. Agelidis. Comparative study of maximum power point tracking algorithms for thermoelectric generators. Em *2008 Australasian Universities Power Engineering Conference*, páginas 1–6, Dec 2008.
- [14] A. Montecucco, J. Siviter, e A. R. Knox. Simple, fast and accurate maximum power point tracking converter for thermoelectric generators. Em *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 2777–2783, Sep. 2012. doi:10.1109/ECCE.2012.6342530.
- [15] Bill Darden. Deep cycle battery frequently asked questions. Disponível em http://marine-electronics.net/techarticle/battery_faq/b_faq.htm, acessado a 16 de junho de 2019.
- [16] Tom Denton. *Automobile Electrical and Electronic Systems*. British Library, 2004.
- [17] CD Technologies. *Charger Output AC Ripple Voltage and the effect on VRLA batteries*, 2012.
- [18] Richard Perez. Lead-acid battery state of charge vs. voltage, August / September 1993.
- [19] J. A. B. Vieira e A. M. Mota. Maximum power point tracker applied in batteries charging with pv panels. Em *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, páginas 202–207, June 2008. doi:10.1109/ISIE.2008.4676969.
- [20] EATON. Switching regulator inductor selection, December 2016.
- [21] M. A. Elgendy, B. Zahawi, e D. J. Atkinson. Evaluation of perturb and observe mppt algorithm implementation techniques. Em *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, páginas 1–6, March 2012. doi:10.1049/cp.2012.0156.